Daniel Bernet

Spannungseinprägende aktive Filter zur Kompensation der Stromverzerrungen von Netzstromrichtern

KIT Scientific Publishing

Daniel Bernet

Spannungseinprägende aktive Filter zur Kompensation der Stromverzerrungen von Netzstromrichtern

Spannungseinprägende aktive Filter zur Kompensation der Stromverzerrungen von Netzstromrichtern

von
Daniel Bernet

KIT Scientific Publishing

Karlsruher Institut für Technologie
Elektrotechnisches Institut (ETI)

Spannungseinprägende aktive Filter zur Kompensation
der Stromverzerrungen von Netzstromrichtern

Zur Erlangung des akademischen Grades eines Doktor-Ingenieurs
von der KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) genehmigte Dissertation

von Daniel Bernet

Tag der mündlichen Prüfung: 21. Oktober 2022
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt
(Universität der Bundeswehr München)

Impressum

KIT Scientific Publishing

Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
KIT Scientific Publishing
Straße am Forum 2
D-76131 Karlsruhe

KIT Scientific Publishing is a registered trademark
of Karlsruhe Institute of Technology.
Reprint using the book cover is not allowed.

www.ksp.kit.edu

Print on Demand 2023 – Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier

ISBN 978-3-7315-1263-9
DOI 10.5445/KSP/1000152992

„Wir können den Wind nicht ändern, aber die Segel anders setzen.“

Aristoteles

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Zu Beginn meiner Zeit am ETI leitete sich die Zielsetzung ab, netzseitige Stromrichter angesichts der zunehmenden Durchdringung der Stromnetze mit Leistungselektronik weiter zu verbessern und den zur Einhaltung von heutigen und zukünftigen Netznormen erforderlichen passiven Filteraufwand zu begrenzen.

Die erfolgreiche Fertigstellung meiner Forschungsarbeit wäre ohne die vielfältige Unterstützung aus dem beruflichen und privaten Umfeld nicht möglich gewesen, wofür ich mich bei allen Beteiligten herzlichst bedanken möchte.

Ganz besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller, der mir die Möglichkeit zur Promotion in diesem spannenden und vielseitigen Thema gegeben hat. Dabei möchte ich mich vor allem für die stetige Unterstützung und große Freiheit bei der Durchführung dieser Forschungsarbeit, das in diesem Zuge entgegengebrachte Vertrauen sowie die wertvollen fachlichen Diskussionen bedanken, von denen ich sehr profitiert habe.

Bei Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt bedanke ich mich ganz herzlich für das Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Korreferats.

Das kollegiale Arbeitsumfeld am ETI hat maßgeblich zum Gelingen meiner Forschungsarbeit beigetragen, wofür ich allen Kolleginnen und Kollegen danken möchte. Ein großer Dank richtet sich in diesem Zusammenhang an meine Bürokollegen Fabian, Lukas und Rüdiger für die unzähligen bereichernden Diskussionen und Anregungen, die hervorragende Arbeitsatmosphäre sowie die Unterstützung beim Aufbau des Teststands. Darüber hinaus bin ich insbesondere Christian für die gegenseitige Motivation, die Unterstützung in beruflichen und persönlichen Belangen sowie nicht zuletzt für die großartigen Erlebnisse sehr dankbar. Auch bei allen weiteren Kollegen, die im Laufe meiner Zeit am ETI gute Freunde geworden sind, möchte ich mich für die unvergessliche Zeit bedanken.

Weiterhin gilt mein Dank den Studierenden, die ihre Abschlussarbeit auf meinem Forschungsgebiet angefertigt haben. Für die Unterstützung beim Aufbau des Teststands möchte ich mich außerdem bei der Werkstatt des ETI für die angenehme Zusammenarbeit bedanken, besonders bei Herrn Helmut Strumberger.
Bei meinen Eltern Kerstin und Steffen möchte ich mich ganz besonders für die Möglichkeit zum Studium und die uneingeschränkte Unterstützung in allen Lebenslagen bedanken, die diese Arbeit erst möglich gemacht haben. Mein Dank gilt auch allen anderen Verwandten, Freunden und Bekannten, die mich auf meinem bisherigen Weg begleitet und bestärkt haben.
Nicht zuletzt gilt ein ganz besonderer Dank meiner wundervollen Freundin Sabrina, die immer an mich geglaubt hat und auf deren stetigen Rückhalt und liebevolle Unterstützung ich mich immer verlassen konnte.

Daniel Bernet

Nürnberg, im Oktober 2022

Kurzfassung

Die gegenwärtige Transformation der elektrischen Energieversorgung führt zu einer zunehmenden Durchdringung der Stromnetze mit Leistungselektronik, die in zahlreichen Anwendungen wie der Netzintegration von erneuerbaren Energiequellen, Ladeinfrastruktur für elektrische Fahrzeuge und industriellen Antrieben eingesetzt wird. Es ist zu erwarten, dass zukünftige Netznormen infolge dieser Entwicklungen verringerte Grenzwerte für stromrichterbedingte Oberschwingungen enthalten und dadurch den passiven Filteraufwand von netzseitigen Stromrichtern weiter erhöhen werden. Zur Vermeidung der damit verbundenen Nachteile wird in der vorliegenden Arbeit der Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Kompensation der Stromverzerrungen netzseitiger Stromrichter vorgeschlagen. Basierend auf einer Modellbildung der neuartigen Stromrichterkonfiguration wird ein Betriebskonzept abgeleitet, das trotz einer geringen Regelbandbreite des aktiven Filters eine Oberschwingungskompensation bis in den Schaltfrequenzbereich von aktiven Netzstromrichtern ermöglicht. Darauf aufbauend erfolgt der Entwurf von Regelstrategien, die eine Laststrombegrenzung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten und eine Einstellung der in diesem gespeicherten Energie erlauben. Ein Vergleich zu konventionellen Netzstromrichtern mit LCL-Filter verdeutlicht das hohe Potential der untersuchten Stromrichterkonfiguration zur substantiellen Reduktion des hohen passiven Filteraufwands und der damit einhergehenden Nachteile. Zur Erweiterung des Anwendungsfelds wird in einem weiteren Schritt eine von einzelnen Stromrichtersystemen entkoppelte Regelstrategie für spannungseinprägende aktive Filter entwickelt, die deren Einsatz als unabhängige Einzelgeräte in Stromrichterverbunden wie Wind- oder Solarparks oder stromrichterdominierten Netzen ermöglicht.

Inhaltsverzeichnis

1

Einleitung

Die von der Bundesregierung für den Klima- und Umweltschutz beschlossenen energiepolitischen Ziele erfordern eine Veränderung der elektrischen Energieversorgung und der Struktur elektrischer Netze. Die gegenwärtigen Entwicklungstrends einer zunehmenden Bedeutung von elektrischer Energie, regenerativen Energiequellen, Elektromobilität und Energiespeichern stellen dabei wesentliche und neuartige Herausforderungen für die Energiequalität und die Versorgungsstabilität dar. Es ist zu erwarten, dass die Leistungselektronik als wichtige Basistechnologie für diese Entwicklungen in Zukunft einen deutlich zunehmenden Anteil bei der Umwandlung und Verteilung elektrischer Energie übernehmen wird. Netzseitige Stromrichter werden in der elektrischen Energieversorgung als leistungselektronische Energiewandlungsstufen eingesetzt. In flächendeckenden Anwendungen wie der Netzintegration von Solar- und Windkraftwerken, elektrischen Antrieben und Netzkupplungen haben sich aktive Stromrichter mit Gleichspannungszwischenkreis durchgesetzt, die sich u.a. durch einen hohen Wirkungsgrad, eine hohe Leistungsdichte und wettbewerbsfähige Kosten auszeichnen. Durch den Einsatz von aktiv ein- und ausschaltbaren Leistungshalbleitern sind diese in der Lage, die eingeprägte Gleichspannung durch eine Pulsweitenmodulation (PWM) in dreiphasige Wechselspannungen mit beliebig einstellbarer Amplitude, Frequenz und Phasenlage umzuformen. Unter Berücksichtigung der angeschlossenen Last ermöglicht dies die präzise Einstellung der Ein- und Ausgangsströme des Stromrichters und somit die effiziente Steuerung elektrischer Energie zwischen der Gleichspannungs- und Wechselspannungsseite.

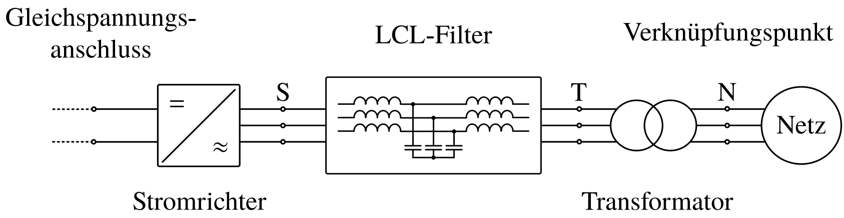


Abbildung 1.1: Blockschaltbild eines aktiven Netzstromrichters mit Gleichspannungszwischenkreis, passivem LCL-Ausgangsfilter und Transformator.

Abbildung 1.1 zeigt die in den oben genannten Anwendungsfeldern weit verbreitete Struktur netzseitiger Stromrichtersysteme. Im Niederspannungsbereich von 400 V bis 1 kV kommen gegenwärtig fast ausschließlich Zweipunkt-Stromrichter (2L-VSCs[1]) mit auf Silizium (Si) basierenden IGBTs[2] zum Einsatz. Dreipunkt-Stromrichter (z.B. 3L-NPC-VSCs[3] oder 3L-TNPC-VSCs[4]) und Fünfpunkt-Stromrichter für Solarwechselrichter oder Anwendungen wie unterbrechungsfreie Stromversorgungen (USVs), Batteriespeichersysteme und aktive Filter (AFs) stellen dabei einzelne Ausnahmen dar. Dreiphasige Zweipunkt- und Dreipunkt-Niederspannungsstromrichter sind mit Ausgangsleistungen zwischen einigen 10 kW bis einige 100 kW pro Einzelgerät kommerziell verfügbar und werden in diesem Leistungsbereich mit Schaltfrequenzen im Bereich von 2 kHz bis 8 kHz pro Schalterposition betrieben. In der unteren Mittelspannungsebene zwischen 2,3 kV bis 7,2 kV stellt der 3L-NPC-VSC im Industriebereich die am häufigsten eingesetzte Schaltungstopologie dar. Diese Stromrichter sind mit Ausgangsleistungen von einigen 100 kW bis 21 MVA pro Einzelgerät am Markt verfügbar und werden in der Regel in einem Schaltfrequenzbereich von mehreren hundert Hertz (z.B. 200 Hz bis 600 Hz) pro Schalterposition betrieben [B1].

Aufgrund ihrer pulsweitenmodulierten Ausgangsspannung und der Verwendung von Regelkreisen unterschiedlicher Bandbreite verursachen netzseitige Stromrichter prinzipbedingt in einem weiten Frequenzbereich Strom- und Spannungsverzerrungen. Diese verursachen zusätzliche Verluste und können darüber hinaus durch Resonanzanregung und Interaktion mit anderen Netzbetriebsmitteln zu harmonischen Instabilitäten und unter Umständen zu einer Unterbrechung

[1] engl. 2L-VSC = 2-Level Voltage Source Converter

[2] engl. IGBT = Insulated Gate Bipolar Transistor

[3] engl. 3L-NPC-VSC = 3-Level-Neutral Point Clamped-Voltage Source Converter

[4] engl. 3L-TNPC-VSC = 3-Level-T-Type Neutral Point Clamped-Voltage Source Converter

der Energieversorgung führen [1]. Deshalb werden in kommerziell verfügbaren aktiven Netzstromrichtern passive Ausgangsfilter eingesetzt, die durch eine Reduktion der harmonischen Gleich- und Gegentaktverzerrungen eine Einhaltung der gültigen Netznormen ermöglichen. Gleichtaktspannungen treten in allen Phasen mit identischer Amplitude, Frequenz und Phasenlage auf und können in dem durch parasitäre Impedanzen zwischen Dreiphasensystem und Erde geschlossenen Stromkreis erhebliche Gleichtaktströme verursachen, die durch Gleichtaktfilter auf die in den Netznormen vorgeschriebenen Maximalwerte zu begrenzen sind. Eine weiterführende Analyse von Gleichtaktverzerrungen kann u.a. [B2, B3] entnommen werden und ist nicht Gegenstand der Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit, die sich im Folgenden auf die Ursachen, Wirkung und Unterdrückung von Gegentaktverzerrungen beschränken. Im Gegensatz zu Gleichtaktspannungen führen Gegentaktspannungen zu Strangströmen, die sich in den Sternpunkten des Dreiphasensystems zu null addieren. Deren netzfrequente Grundschwingungsanteile werden für den Energieaustausch zwischen Stromrichter und Netz eingesetzt, während für deren Oberschwingungen in den Netznormen ebenfalls Grenzwerte festgelegt sind. Die am häufigsten eingesetzte Filterkonfiguration zur Erfüllung dieser Anforderungen ist der in Abbildung 1.1 dargestellte LCL-Filter, der aus jeweils drei stromrichter- und netzseitigen Induktivitäten sowie drei parallel zum Lastfluss angeschlossenen Kapazitäten besteht. Im betrachteten Leistungsbereich wird dieser Ausgangsfilter häufig an einen dreiphasigen Transformator angeschlossen, der eine Potentialtrennung und Spannungsanpassung ermöglicht und den Stromrichter mit dem Netzverknüpfungspunkt[5] verbindet.

Infolge der geringen Anzahl an Ausgangsspannungsstufen und der begrenzten Halbleiter-Schaltfrequenzen benötigen die oben genannten, weit verbreiteten Nieder- und Mittelspannungsstromrichter einen hohen Filteraufwand, um die in den anwendungsabhängigen Netznormen festgelegten harmonischen Grenzwerte einhalten zu können. Bei großen Leistungen ist es daher möglich, dass die Kosten des LCL-Filters über denen des Stromrichterleistungsteils liegen. Darüber hinaus stellen erhebliche zusätzliche Verluste, eine reduzierte Dynamik, hohe Spannungsabfälle, eine geringe Leistungsdichte sowie die Frequenzabhängigkeit und Schwingungsanfälligkeit weitere wesentliche Nachteile von LCL-Filtern dar. Zur Reduktion des Aufwands für die passiven Komponenten des Ausgangsfilters sind Mehrpunkt-Stromrichter wie z.B. der Modulare Multilevel-Stromrichter (MMC[6]) [B4, 2] und der kaskadierte H-Brücken-Stromrichter (CHB-VSC[7]) mög-

[5] alternative Bezeichnung: Netzanschlusspunkt, engl. PCC = Point of Common Coupling
[6] engl. MMC = Modular Multilevel Converter
[7] engl. CHB-VSC = Cascaded H-Bridge-Voltage Source Converter

liche Alternativen zu Zweipunkt- und Dreipunkt-Stromrichtern. Allerdings stellen der deutlich erhöhte Aufwand an Leistungshalbleitern und kapazitiven Energiespeichern sowie, im Fall des CHB-VSC, der komplexe Transformator wesentliche Nachteile dieser Topologien dar, die höhere Kosten und eine geringere Leistungsdichte bedingen. Eine Möglichkeit zur Verringerung der kapazitiv gespeicherten Energie stellt die Quasi-Zweipunkt-Modulation von Mehrpunkt-Stromrichtern dar, die erstmals von Adam et al. in [3] für einen Fünfpunkt-Stromrichter vorgestellt wurde. Bei diesem Verfahren werden die zusätzlichen Spannungsstufen lediglich zur Symmetrierung der Halbleiter-Reihenschaltungen verwendet, sodass näherungsweise nur eine Zweipunkt-Ausgangsspannung erzeugt wird. Dies ermöglicht einen erheblich verringerten Kapazitätsbedarf und wurde in der jüngeren Vergangenheit insbesondere für Mittel- und Hochspannungsanwendungen untersucht und in diesem Zuge u.a. auf den Flying-Capacitor-Stromrichter (FLC-VSC[8]) [4–6, E1] und den MMC [7, 8, B5] angewendet.
Alternativ können prinzipiell auch Halbleiter mit breiter Bandlücke (Wide-Bandgap-Halbleiter) aus Materialien wie Siliziumcarbid (SiC) in Zweipunkt- und Dreipunkt-Stromrichtern eingesetzt werden. In diesem Fall sind deutlich erhöhte Schaltfrequenzen und eine Reduktion von Filteraufwand und Verlusten möglich. Nachteile dieser Leistungshalbleiter bestehen in der aus den erhöhten Schaltgeschwindigkeiten resultierenden Belastung von Betriebsmitteln, der begrenzten Anzahl an gegenwärtig verfügbaren Leistungshalbleitern und Leistungshalbleiterherstellern, spezifischen technischen Grenzen aktuell verfügbarer Bauelemente (z.B. reduzierte i^2t-Werte von SiC-Dioden), erhöhten Leistungshalbleiterkosten und Zuverlässigkeitsproblemen. Diese sind die Ursache dafür, dass sich diese Leistungshalbleiter im industriellen Bereich bei großen Leistungen bisher nicht durchsetzen konnten.

1.1 Ziele der Arbeit

In Stromnetzen ist durch die zunehmende Durchdringung mit Leistungselektronik eine Zunahme von stromrichterbedingten Oberschwingungen zu erwarten. Um auch unter diesen Rahmenbedingungen einen stabilen Betrieb und eine gute Spannungsqualität zu erreichen, werden zukünftige Netznormen voraussichtlich verringerte Grenzwerte für harmonische Oberschwingungen enthalten. Insbesondere für Netzstromrichter größerer Leistung wird sich in diesem Zuge der passive Filteraufwand deutlich vergrößern.

[8] engl. FLC-VSC = Flying Capacitor Voltage Source Converter

Um die damit verbundenen Nachteile zu vermeiden, wird im Rahmen dieser Arbeit eine neuartige aktive Filterstruktur zur Kompensation stromrichterbedingter Oberschwingungen vorgeschlagen. Diese basiert auf der impedanzlosen Anbindung eines als aktives Filter eingesetzten Hilfsstromrichters an die Lastleitung, der dadurch einen niederohmigen Bypass für Oberschwingungsströme in einem weiten Frequenzbereich darstellt. Dies ermöglicht den Verzicht auf konventionelle LCL-Filter, wodurch eine weitere Verbesserung netzseitiger Stromrichter hinsichtlich wichtiger Eigenschaften wie Effizienz, Leistungsdichte, Stabilität und Dynamik angestrebt wird. Die Erreichung dieser Ziele erfordert im Vergleich zu konventionellen LCL-Filtern insbesondere eine substantielle Reduktion passiver Komponenten, eine Erhöhung des Leistungsfaktors sowie Verringerung der Schwingungsanfälligkeit. Zur Minimierung des zusätzlichen Aufwands für den als aktives Filter eingesetzten Hilfsstromrichter bedarf es der Auswahl einer geeigneten Schaltungstopologie sowie dem Entwurf einer Regelstrategie, welche den Laststrom des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten auf harmonische Oberschwingungen des Hauptstromrichters begrenzt. Teil dieser Regelstrategie sollte darüber hinaus eine Energieregelung sein, die einen Betrieb des aktiven Filters ohne potentialgetrennte Einspeisung oder Verbindung zum Zwischenkreis des Hauptstromrichters ermöglicht. Unter Berücksichtigung der o.g. typischen Stromrichterschaltfrequenzen ist ferner zu beachten, dass die zu kompensierenden Oberschwingungen Frequenzen bis in den zweistelligen Kilohertz-Bereich aufweisen. Aus diesem Grund würde die Verwendung konventioneller Verfahren zur Oberschwingungskompensation sehr hohe Anforderungen an das Signalverarbeitungssystem des aktiven Filters stellen, da die Messeinrichtung und die Regelbandbreite für diese Frequenzen auszulegen wären. Um dies zu vermeiden ist ein neuartiges Verfahren zur Kompensation harmonischer Oberschwingungen erforderlich, das eine Kompensation von Oberschwingungen auch mit begrenzter Regelbandbreite in einem möglichst großen Frequenzbereich ermöglicht. Zur Erweiterung des Anwendungsfelds wird in einem weiteren Schritt die Entkopplung der vorgestellten Filterstruktur von einzelnen Stromrichtersystemen angestrebt. Dies würde den Einsatz als zentrales Ausgangsfilter eines Stromrichterverbunds (z.B. in einem Windpark) erlauben, wodurch der passive Filteraufwand von mehreren Einzelstromrichtern reduziert werden könnte.

1.2 Gliederung der Arbeit

Abbildung 1.2 zeigt den strukturellen Aufbau der vorliegenden Arbeit, die in sieben Kapitel aufgeteilt ist. Im Anschluss an die Einleitung wird in Kapitel 2

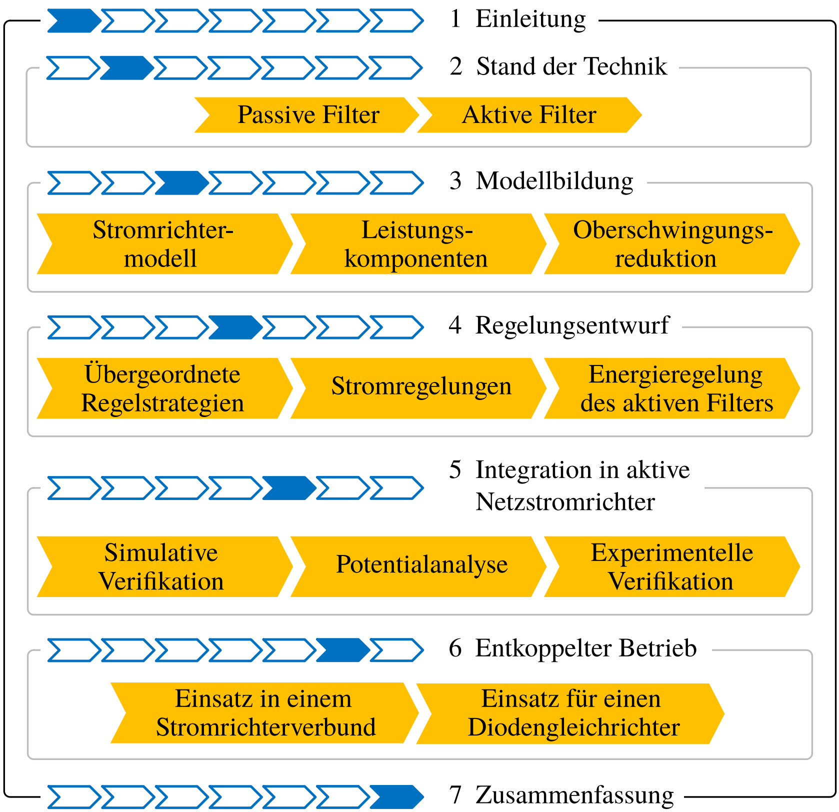


Abbildung 1.2: Struktureller Aufbau und Kapitelschwerpunkte dieser Arbeit.

zunächst der Stand der Technik bei passiven und aktiven Filtern zur Kompensation der Stromverzerrungen netzseitiger Stromrichter dargestellt. Darin erfolgt eine Analyse des Übertragungsverhaltens von unterschiedlichen passiven Filterkonfigurationen (Abschnitt 2.1) und es wird eine Übersicht über Ausführungsformen, Regelstrategien und Anwendungsfelder von aktiven Filtern gegeben, deren resultierende Eigenschaften hinsichtlich der Zielsetzung dieser Arbeit verglichen werden (Abschnitt 2.2).

In Kapitel 3 wird ein allgemeingültiges und topologieunabhängiges Modell der neuartigen Stromrichterkonfiguration hergeleitet, die aus einem Hauptstromrichter und einem Hilfsstromrichter als spannungseinprägendes aktives Filter besteht. Da bei letzterem ein Betrieb ohne externe Spannungsversorgung angestrebt wird, erfolgt eine Ableitung aller auf den Energiezustand des aktiven Filters einwirkenden Leistungskomponenten (Abschnitt 3.1). Zur Einstellung der in dessen kapazitiven Energiespeichern gespeicherten Energie wird der Leistungsaustausch durch Grundschwingungsgrößen (Abschnitt 3.2) und harmonische Oberschwingungen (Abschnitt 3.3) untersucht und in Abschnitt 3.4 zusammengefasst. Um die Verwendung einer konventionellen Regelstrategie in rotierenden dq-Koordinaten zu ermöglichen, erfolgt in Abschnitt 3.5 eine Park-Transformation der an den abgeleiteten Leistungskomponenten beteiligten Ströme und Spannungen. In Abschnitt 3.6 wird auf Basis der frequenzabhängigen Ersatzschaltbilder eine Strategie zur Oberschwingungsreduktion für spannungseinprägende aktive Filterkonfigurationen entwickelt.

Ausgehend von den abgeleiteten stromrichter- und netzseitigen Modellen wird in Kapitel 4 der Regelungsentwurf für die neuartige Stromrichterkonfiguration beschrieben. Unter Berücksichtigung der Entwurfsziele, die eine Laststrombegrenzung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten, eine Regelung der im aktiven Filter gespeicherten Energie und eine Oberschwingungskompensation bis in den Schaltfrequenzbereich aktiver Netzstromrichter bei gleichzeitig geringer Regelbandbreite umfassen, werden in Abschnitt 4.1 zunächst übergeordnete Regelstrategien entwickelt. Diese enthalten jeweils eine Stromregelung des Hauptstromrichters (Abschnitt 4.2), eine netzseitige Stromregelung (Abschnitt 4.3) und eine Energieregelung des aktiven Filters (Abschnitt 4.4). In Abschnitt 4.5 werden wichtige resultierende Eigenschaften der Regelstrategien wie Regelungskopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter, Abtast- und Regelfrequenz, Laststrombegrenzung des aktiven Filters und Netzstromverzerrungen in transienten Arbeitspunkten verglichen. In Kapitel 5 wird der Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern als Ersatz für passive LCL-Filter einzelner Netzstromrichter untersucht. Dieser Anwendungsfall wird in Abschnitt 5.1 sowohl für die Verwendung eines Zweipunkt- als auch Mehrpunkt-Hilfsstromrichters als aktives Filter simulativ verifiziert und die resultierenden Eigenschaften wie das Verhalten in transienten Arbeitspunkten und der kompensierbare Frequenzbereich des aktiven Filters untersucht. Im Rahmen eines Vergleichs zu konventionellen Netzstromrichtern mit LCL-Filter erfolgt in Abschnitt 5.2 eine Potentialanalyse der vorgeschlagenen Stromrichterkonfiguration für die Nieder- und Mittelspannungsebene. Die experimentelle Verifikation des entwickelten Betriebskonzepts und der dafür verwendete Versuchsaufbau werden in Abschnitt 5.3 beschrieben.

Der durch die entkoppelten Regelstrategien (vgl. Abschnitt 4.1.3) ermöglichte Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern als unabhängige Einzelgeräte wird in Kapitel 6 behandelt. In Abschnitt 6.1 wird der entkoppelte Betrieb zur Kompensation der Stromverzerrungen aktiver Netzstromrichter sowie die Möglichkeit, das aktive Filter an eine bereits belastete Lastleitung anzubinden, simulativ und experimentell verifiziert. Darüber hinaus wird in Abschnitt 6.2 durch Simulationsergebnisse gezeigt, dass spannungseinprägende aktive Filter mit einer entkoppelten Regelung auch für die Oberschwingungskompensation und Leistungsfaktorkorrektur von Diodengleichrichtern geeignet sind.
Kapitel 7 fasst die Ergebnisse der Arbeit zusammen und diskutiert die Leistungsmerkmale und möglichen Anwendungen der vorgestellten Stromrichterkonfiguration.

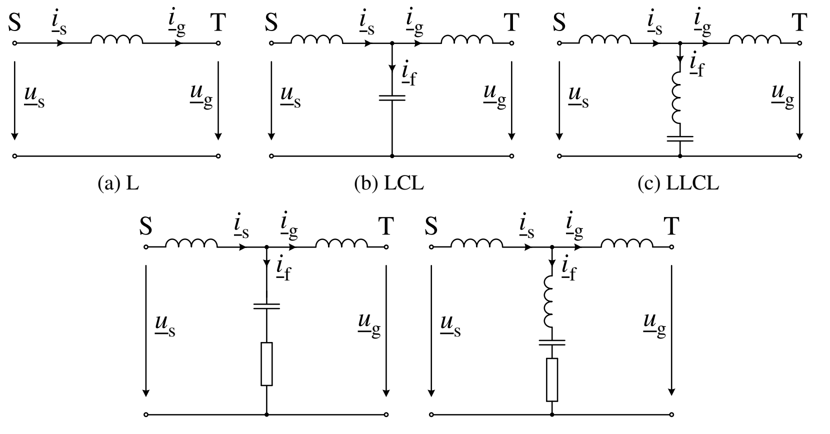
2

Stand der Technik

Filtersysteme zur Oberschwingungsreduktion von netzseitigen Stromrichtern werden nach dem Einsatz von passiven und aktiven Komponenten unterschieden. Abschnitt 2.1 gibt eine Übersicht über Konfigurationen von passiven Filtern, die aus einzelnen oder mehreren passiven Bauelementen wie Induktivitäten, Kapazitäten und Widerständen bestehen. Demgegenüber verwenden aktive Filtersysteme einen zusätzlichen Stromrichter zur Oberschwingungsreduktion, wodurch ein geringerer Aufwand an passiven Komponenten, eine höhere Stabilität, geringere Verluste und eine höhere Leistungsdichte des Gesamtsystems angestrebt werden. Abschnitt 2.2 stellt den Stand der Technik bei aktiven Filtern dar und fasst die Eigenschaften bestehender Schaltungskonfigurationen und Regelstrategien unter Berücksichtigung der in Kapitel 1.1 formulierten Ziele der Arbeit zusammen.

2.1 Passive Filter

Passive Filter erzielen ihre Filterwirkung durch die physikalischen Eigenschaften, die sich durch Reihen- und oder Parallelschaltungen von passiven Bauelementen ergeben. In [9] geben Beres et al. eine Übersicht über Konfigurationen und Entwurfsmethoden von passiven Filtern, die zur Oberschwingungsreduktion von netzseitigen Stromrichtern eingesetzt werden können. Im betrachteten Leistungsbereich führen geringe Schaltfrequenzen und die niedrige Anzahl an Ausgangsspannungsstufen zu hohen Spannungsverzerrungen der Stromrichter, deren Auswirkungen auf den eingeprägten Netzstrom durch die Übertragungsfunktion



(a) L (b) LCL (c) LLCL (d) LCL-R (e) LLCL-R

Abbildung 2.1: Einphasige Ersatzschaltbilder von passiven Filterkonfigurationen zur Oberschwingungsreduktion von netzseitigen Stromrichtern.

des eingesetzten Netzfilters zu begrenzen sind. Nach einer Laplace-Transformation kann diese in Abhängigkeit der komplexen Variable $s = \mathrm{j}\omega$ mit der imaginären Einheit j und der Kreisfrequenz $\omega = 2\pi f$, der Stromrichterausgangsspannung $\underline{u}_\mathrm{s}(s)$ und dem Netzstrom $\underline{i}_\mathrm{g}(s)$ im Frequenzbereich beschrieben werden:

$$\underline{Y}_\mathrm{g,s}(s) = \frac{\underline{i}_\mathrm{g}(s)}{\underline{u}_\mathrm{s}(s)} \tag{2.1}$$

Die Filtereigenschaften werden durch den Frequenzgang von $\underline{Y}_\mathrm{g,s}(s)$ bestimmt, der durch ein Bode-Diagramm grafisch dargestellt werden kann. Darin gibt der Betrag $|\underline{Y}_\mathrm{g,s}(s)|$ für jede Frequenz das Amplitudenverhältnis der Stromharmonischen und der verursachenden Spannungsharmonischen an. Darüber hinaus kann dem Bode-Diagramm die Phasenverschiebung $\arg\{\underline{Y}_\mathrm{g,s}(s)\}$ entnommen werden, welche zwischen eingeprägtem Netzstrom und Stromrichterspannung aus der Filterübertragungsfunktion resultiert. Basierend auf diesen Parametern werden im Folgenden der Aufbau und die Eigenschaften der weit verbreiteten passiven Filterkonfigurationen in Abbildung 2.1 beschrieben. Das Bode-Diagramm in Abbildung 2.2 zeigt den Frequenzgang repräsentativer Übertragungsfunktionen dieser Filterkonfigurationen am Beispiel eines Filterentwurfs für einen Niederspannungsstromrichter mit einer Schaltfrequenz von 3 kHz.

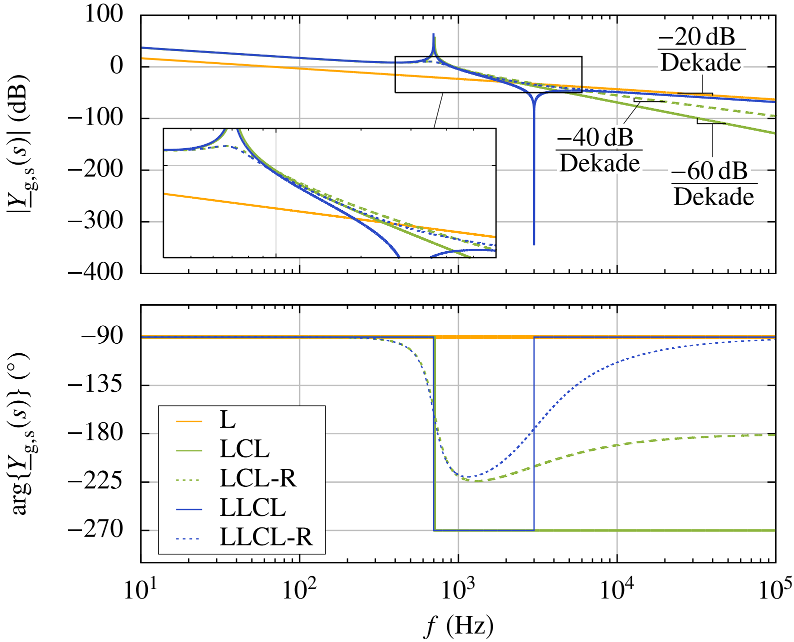


Abbildung 2.2: Bode-Diagramm der Übertragungsfunktionen $\underline{Y}_{g,s}(s)$ von passiven Filterkonfigurationen für einen Niederspannungsstromrichter mit einer Schaltfrequenz von 3 kHz. Die gewählten Resonanzfrequenzen von LCL- und LLCL-Filter betragen 709 Hz bzw. 3 kHz.

2.1.1 L-Filter

Der L-Filter in Abbildung 2.1(a) besteht aus einer Reiheninduktivität je Phase und stellt hinsichtlich Entwurfskomplexität und Stabilität die einfachste Realisierung eines Netzfilters für Stromrichter dar. Eine geringe Komplexität der netzseitigen Stromrichterregelung und eine hohe Effizienz stellen weitere Vorteile dieser Filterkonfiguration dar. Da der Betrag gemäß Abbildung 2.2 allerdings nur um 20 dB pro Dekade abnimmt, erfordert der L-Filter eine hohe Induktivität um eine ausreichende Reduktion der harmonischen Oberschwingungen in den Trägerbändern um die Stromrichterschaltfrequenz und deren Vielfache zu erreichen [9–11]. Den genannten Vorteilen stehen daher große Längsspannungsabfälle, ein großes Volumen, hohes Gewicht und hohe Kosten gegenüber. Diese Nachteile

sind die Ursache dafür, dass L-Filter zur Einhaltung der in den Netznormen vorgeschriebenen Grenzwerte im industriellen Bereich bei großen Leistungen unwirtschaftlich sind und daher typischerweise nicht für diesen Zweck eingesetzt werden. Ein häufiger Anwendungsfall von L-Filtern besteht dagegen in der Verwendung als Ausgangsdrossel von Nieder- und Mittelspannungsstromrichtern mit langen Kabelverbindungen.

2.1.2 LCL-Filter

Der LCL-Filter in Abbildung 2.1(b) ist aus jeweils drei stromrichter- und netzseitigen Induktivitäten sowie drei parallel zum Lastfluss angeschlossenen Kapazitäten aufgebaut, wodurch dieser ein schwingungsfähiges System darstellt. Im Frequenzbereich unterhalb der Resonanzfrequenz resultiert gemäß Abbildung 2.2 ein induktives Verhalten mit einer Reduktion von 20 dB pro Dekade, während die Übertragungsfunktion für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz eine Betragsabnahme um 60 dB pro Dekade aufweist.
Es ist allerdings zu berücksichtigen, dass die Resonanzstelle des LCL-Filters zur Vermeidung von Schwingungsanregungen eine geeignete Dämpfung erfordert. Die einfachste Möglichkeit hierfür stellt die Verwendung von Dämpfungswiderständen dar, die gemäß Abbildung 2.1(d) üblicherweise in Reihe zu den Filterkapazitäten geschaltet werden [9, 12–16]. Nachteile dieses Dämpfungsverfahrens, das in Abbildung 2.2 als LCL-R gekennzeichnet ist, bestehen in der reduzierten Betragsabnahme von nur noch 40 dB pro Dekade oberhalb der Resonanzfrequenz sowie einer aus hohen Stromwärmeverlusten resultierenden Effizienzreduktion. Die Verwendung von zusätzlichen Kapazitäten und oder Induktivitäten im Dämpfungskreis (z.B. [9, 15, 17]) oder einer regelungsbasierten aktiven Dämpfung (z.B. [18–22, B6]) stellen Alternativen zur resistiven Dämpfung dar, mit denen die Betragsabnahme des ungedämpften LCL-Filters von 60 dB pro Dekade beibehalten werden kann. Dabei ist jedoch zu beachten, dass aus der Verwendung resonanter Dämpfungskreise ein erhöhter Aufwand an passiven Bauelementen und durch aktive Dämpfungsstrategien eine erhöhte Parametersensitivität sowie höhere Anforderungen an die Regelbandbreite [15, 20] resultieren.
Gegenüber L-Filtern kann bereits mit resistiver Dämpfung eine vergleichbare Oberschwingungsreduktion im Schaltfrequenzbereich von Stromrichtern mit deutlich reduziertem Aufwand an passiven Komponenten erreicht werden, weshalb der LCL-Filter derzeit die am häufigsten eingesetzte Filterkonfiguration bei großen Leistungen ist. Aufgrund der großvolumigen Anwendung ist der Entwurf von LCL-Filtern für netzseitige Stromrichter Gegenstand zahlreicher

Forschungsbeiträge. Die Filterauslegung für Niederspannungsstromrichter wird u.a. in [11–14, 23] behandelt. Da bei der Auslegung zahlreiche Freiheitsgrade zur Verfügung stehen, erfolgt die Parameterauswahl in der Praxis anwendungsabhängig und unter Berücksichtigung allgemeiner Entwurfsziele und Einschränkungen. In [11] stellen Jalili et al. eine Auslegungsstrategie vor, die die in den passiven Filterkomponenten gespeicherte Energie minimiert. Unter Berücksichtigung des physikalischen Aufbaus stellen Park et al. in [23] einen Filterentwurf vor, der eine Gewichtsminimierung des LCL-Filters ermöglicht. Liserre et al. schlagen in [12] vor, die bezogene Kapazität und Gesamtinduktivität des LCL-Filters auf maximal 5 % bzw. 10 % zu begrenzen. Dies bietet den Vorteil, dass der Blindleistungsbedarf der parallelen Kapazitäten eine maximale Leistungsfaktorreduktion des Stromrichtersystems um 5 % verursacht und dass der bezogene Längsspannungsabfall über den stromrichter- und netzseitigen Induktivitäten einen Wert von insgesamt 10 % nicht überschreitet. Um Resonanzanregungen durch nieder- und hochfrequente Oberschwingungen des Stromrichters zu vermeiden und gleichzeitig von der stärkeren Oberschwingungsreduktion oberhalb der Resonanzfrequenz zu profitieren, schlagen Liserre et al. die Wahl einer Resonanzfrequenz im Bereich zwischen der zehnfachen Grundschwingungsfrequenz und der halben Stromrichterschaltfrequenz vor.
Bei Mittelspannungsstromrichtern großer Leistung führen geringe Schaltfrequenzen von oft nur einigen hundert Hertz zu einer erhöhten Komplexität der Filterauslegung. Eine ausreichende Reduktion der schaltfrequenten Oberschwingungen kann in vielen Fällen nur durch die Wahl einer Resonanzfrequenz im Bereich der zehnfachen Grundschwingungsfrequenz oder darunter erreicht werden, was einen sehr hohen Aufwand an passiven Filterkomponenten verursacht [15, B7, 24, 25, E2]. Darüber hinaus führt das geringe Verhältnis von Schalt- zu Grundschwingungsfrequenz zu einem deutlich reduzierten Abstand zwischen nieder- und schaltfrequenten Oberschwingungen bzw. bei sehr niedrigen Schaltfrequenzen sogar zu einer Überlappung dieser Frequenzbereiche. Im Vergleich zu LCL-Filtern für Niederspannungsstromrichter ergibt sich dadurch ein geringerer Abstand zwischen der Resonanzfrequenz und der nächstgelegenen Oberschwingung, was zu einer höheren Wahrscheinlichkeit von Resonanzanregungen führt. Um dies zu vermeiden verwenden Rockhill et al. in [15] eine passive Dämpfung, die eine Einhaltung der harmonischen Grenzwerte auch im Bereich der Resonanzfrequenz ermöglicht. Da eine resistive Dämpfung zu substantiellen Verlusten und damit einer Effizienzreduktion führt, schlagen Rockhill et al. die Verwendung von Tiefpass- oder resonanten Dämpfungskreisen vor. Zusätzlich zur Verwendung passiver Dämpfungskreise schlagen San-Sebastian et al. in [24] und Zabaleta et al. in [25] die Verwendung einer PWM mit selektiver

Oberschwingungsunterdrückung (SHEPWM[1]) vor, die Oberschwingungen im Bereich der Resonanzfrequenz gezielt eliminiert und die Wahrscheinlichkeit einer Resonanzanregung dadurch weiter reduziert.

2.1.3 LLCL-Filter

Als Alternative zum weit verbreiteten LCL-Filter kann ein LLCL-Filter eingesetzt werden, bei dem gemäß Abbildung 2.1(c) eine zusätzliche Induktivität in Reihe zur Filterkapazität geschaltet ist. Dadurch entsteht ein Saugkreis, der für Oberschwingungen mit Frequenzen im Bereich seiner Resonanzfrequenz näherungsweise einen Kurzschluss darstellt und dadurch deren Eintrag ins Netz verhindert. In Abbildung 2.2 ist zusätzlich zur Resonanzstelle des Saugkreises (im Beispiel bei 3 kHz) jedoch eine weitere Resonanzfrequenz im Bereich von 700 Hz zu erkennen, welche durch die induktive Entkopplung von der Stromrichter- und Netzseite hervorgerufen wird und eine geeignete Dämpfung erfordert. Diese kann gemäß Abbildung 2.1(e) wie beim LCL-Filter durch in Reihe zu den Filterkapazitäten geschaltete Dämpfungswiderstände erreicht werden. Die Resonanzstelle des Saugkreises ist in der Praxis vorzugsweise in einem Frequenzbereich festzulegen, in dem in der jeweiligen Anwendung eine Oberschwingungsreduktion erforderlich ist. Bei aktiven Netzstromrichtern wäre folglich die Wahl der einfachen Schaltfrequenz als Resonanzfrequenz des Saugkreises zweckmäßig.
Die Auslegung und das Potential dieser Filterkonfiguration wurde in der jüngeren Vergangenheit in zahlreichen wissenschaftlichen Forschungsbeiträgen untersucht [9, 26–32]. Da die Resonanzstelle des Saugkreises in der Regel auf die einfache Schaltfrequenz des Stromrichters gelegt wird und der LLCL-Filter oberhalb dieser Frequenz ein induktives Verhalten mit einer Betragsabnahme von nur 20 dB pro Dekade aufweist (siehe Abbildung 2.2), dominieren im Netzstrom die Oberschwingungen im Trägerband der doppelten Schaltfrequenz [26]. Beres et al. zeigen in [31] für einen Niederspannungsstromrichter mit einer Leistung von 10 kW und einer Schaltfrequenz von 10 kHz, dass der LLCL-Filter gegenüber dem LCL-Filter nur eine geringfügige Verbesserung des passiven Filteraufwands und der Verluste bei Einhaltung der gleichen Netznorm ermöglicht. Dabei ist zu beachten, dass die Oberschwingungen im Bereich der Schaltfrequenz im Vergleich zum LCL-Filter zwar deutlich reduziert werden, während die Oberschwingungen in den Trägerbändern um ganzzahlige Vielfache der Schaltfrequenz infolge der geringeren Betragsabnahme allerdings deutlich höhere Werte aufweisen. Auf-

[1] engl. SHEPWM = Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation

grund des geringeren Frequenzabstands der Trägerbänder ist für Stromrichter größerer Leistung und geringerer Schaltfrequenz daher ein höherer Filteraufwand für eine ausreichende Reduktion der Oberschwingungen in den Trägerbändern oberhalb der Schaltfrequenz zu erwarten, wodurch der Vorteil gegenüber einem LCL-Filter weiter abnehmen würde. Aus diesem Grund wird u.a. in [9, 28, 31, 32] die Verwendung mehrerer paralleler Saugkreise vorgeschlagen, welche dann jeweils für die Trägerbänder der einfachen oder ganzzahligen Vielfachen der Schaltfrequenz ausgelegt werden können. Gegenüber einem LCL-Filter erreichen Beres et al. in [31] für den o.g. Niederspannungsstromrichter mit einem zweifachen LLCL-Filter eine Reduktion des Filtervolumens um etwa 50 %, wobei weiterhin erhöhte Oberschwingungen in den Trägerbändern oberhalb der Schaltfrequenz sowie eine höhere harmonische Gesamtverzerrung (THD[2]) des Netzstroms bleibende Nachteile sind. Neben der geringeren Reduktion hochfrequenter Oberschwingungen stellen eine komplexere Implementierung, höhere Verluste sowie eine hohe Parameterabhängigkeit des Filterverhaltens weitere wichtige Nachteile im Vergleich zu LCL-Filtern dar [9].

2.2 Aktive Filter

Abbildung 2.3 zeigt die Struktur eines netzseitigen Stromrichtersystems, in dem das passive LCL-Filter aus Abbildung 1.1 durch ein über ein passives Kopplungsnetzwerk an den Ausgang des Hauptstromrichters angebundenes aktives Filter ersetzt wird. Im Vergleich zu passiven Filtern verwenden aktive Filter Stromrichter zur Kompensation von harmonischen Oberschwingungen. Da die

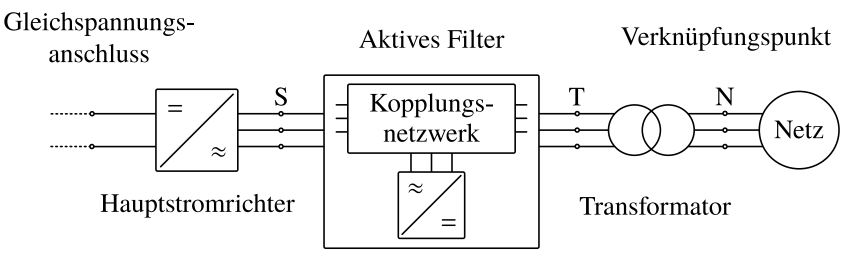


Abbildung 2.3: Blockschaltbild eines aktiven Netzstromrichters mit Gleichspannungszwischenkreis, aktivem Filter und Transformator.

[2] engl. THD = Total Harmonic Distortion

dabei eingesetzten passiven Bauelemente im Allgemeinen als Regelstrecke und zur Entkopplung des Stromrichters von der Last- und Netzseite eingesetzt werden und daher nur eine indirekte Funktion für die Oberschwingungsreduktion erfüllen, wird durch aktive Filter eine Reduktion des passiven Filteraufwands gegenüber den in Abschnitt 2.1 diskutierten passiven Filtern angestrebt. Die Filterwirkung wird dabei durch die Schaltungskonfiguration sowie die Regelstrategie zur aktiven Kompensation von harmonischen Oberschwingungen bestimmt. Singh et al. geben in [33] eine Übersicht über weit verbreitete Ausführungsformen, Regelstrategien und Anwendungsfelder von aktiven Filtern. Auf der obersten Klassifikationsebene werden typischerweise parallele und serielle Schaltungskonfigurationen unterschieden, die sich entsprechend ihres Aufbaus und ihrer Eigenschaften in weitere Untergruppen einteilen lassen.

2.2.1 Serielle aktive Filter

In diesem Abschnitt werden die in Abbildung 2.4 dargestellten Konfigurationen von seriellen aktiven Filtern beschrieben, die auf einer in Reihe zwischen Hauptstromrichter und Netz geschalteten steuerbaren Spannungsquelle basieren. In einer weit verbreiteten Umsetzung gemäß den Abbildungen 2.4(a) und 2.4(b) wird der Hilfsstromrichter dabei über einen Transformator an die Lastleitung angebunden, der auf der Primärseite durch den Hilfsstromrichter und dessen Kopplungsnetzwerk gespeist wird und dessen Sekundärwicklung in Reihe zwischen Last und Netz geschaltet ist [33–41]. Dies bietet den Vorteil, dass sich der Hilfsstromrichter nicht im Laststromkreis befindet und somit für einen deutlich geringeren Nennstrom ausgelegt werden kann.
Einen typischen Anwendungsfall von seriellen aktiven Filtern mit Transformator gemäß Abbildung 2.4(a) stellt die Kompensation von Spannungseinbrüchen und Spannungsharmonischen dar [33]. In [34, 35] wird ein Verfahren zur Speisung einer passiven Last vorgeschlagen, in dem ein serielles aktives Filter zur Unsymmetrie- und Oberschwingungsreduktion der Netzspannung eingesetzt wird und somit symmetrische Lastspannungen ermöglicht.
Für die Reduktion der Stromoberschwingungen passiver Lasten wird in vielen wissenschaftlichen Publikationen das hybride serielle aktive Filter verwendet, das gemäß Abbildung 2.4(b) aus einem seriellen aktiven Filter und parallelen passiven Filterkomponenten aufgebaut ist [33, 36–42]. Alternativ kann dabei auch ein serielles aktives Filter ohne Transformator gemäß Abbildung 2.4(c) verwendet werden, sodass sich das hybride serielle aktive Filter in diesem Fall aus einer Kombination der in den Abbildungen 2.4(b) und 2.4(c) dargestellten Filterstrukturen zusammensetzt [43]. Das grundlegende Funktionsprinzip von

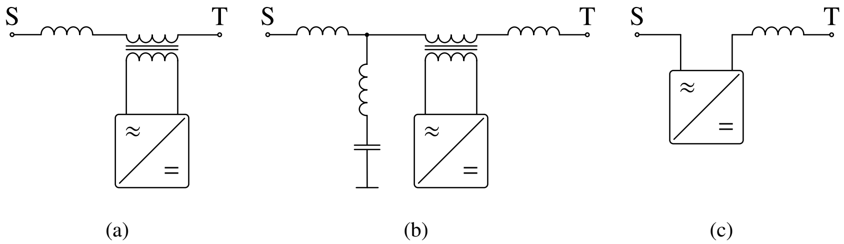


Abbildung 2.4: Einphasige Ersatzschaltbilder von seriellen aktiven Filterkonfigurationen zur Oberschwingungsreduktion von netzseitigen Stromrichtern: Serielles aktives Filter mit Transformator (a), hybrides serielles aktives Filter mit Transformator und parallelem passiven Filter (b) und serielles aktives Filter ohne Transformator (c).

hybriden seriellen aktiven Filtern besteht darin, den im Laststrom vorhandenen Oberschwingungsströmen durch den seriellen aktiven Filter eine hohe Gegenspannung und damit eine hohe virtuelle Impedanz entgegenzustellen. Die passiven Filterkomponenten, die in der Regel wie bei einem Saugkreis aus Reihenschaltungen von Kapazitäten und Induktivitäten bestehen und zwischen seriellem aktiven Filter und Last parallel an die Lastleitung angebunden sind, werden typischerweise so ausgelegt, dass ihre Impedanz bei den Zielfrequenzen gering ist. Der resultierende niederohmige Bypass durch die passiven Filterkomponenten und die hochohmige, virtuelle Impedanz des seriellen aktiven Filters verhindern schließlich einen Eintrag der zu kompensierenden Stromoberschwingungen ins Netz. Die Regelstrategie basiert dabei in vielen Fällen auf der Messung der Gesamtstromverzerrung, die durch Multiplikation mit der zu definierenden virtuellen Impedanz die Sollspannung des seriellen aktiven Filters ergibt. Hinsichtlich der Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern resultieren daraus hohe Anforderungen an Messgenauigkeit, Regelbandbreite und Schaltfrequenz des seriellen aktiven Filters. Darüber hinaus würde die zu erwartende Interaktion zwischen seriellem aktiven Filter und Hauptstromrichter eine weitere Herausforderung darstellen, die u.a. zu einer Beeinflussung der Netzsynchronisation und der Stromregelung des Hauptstromrichters führen kann.

Nastran et al. schlagen in [42] eine Regelstrategie zur Reduktion der Stromoberschwingungen eines Diodengleichrichters für die Netzintegration eines Batterieladegeräts für serielle aktive Filter ohne Transformator gemäß Abbildung 2.4(c) vor. Eine weitere mögliche Anwendung dieser aktiven Filterstruktur stellen serielle Hybridstromrichter dar. In dieser Konfiguration ist der in Reihe zu

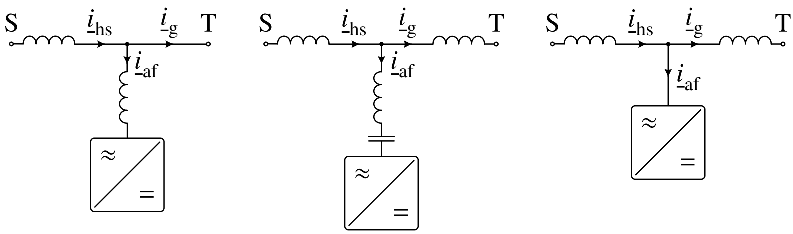
einem Hauptstromrichter geschaltete Hilfsstromrichter aktiv an der Erzeugung der Gesamtausgangsspannung des Stromrichtersystems beteiligt [44–49]. Durch die Auslegung des Hilfsstromrichters, dessen Nennspannung nur einem geringen Anteil der Gesamtspannung entspricht, für eine hohe Schaltfrequenz und oder durch dessen Ausführung als Mehrpunkt-Stromrichter kann dabei eine hohe Ausgangsspannungsqualität und eine Reduktion des ausgangsseitigen Filteraufwands erreicht werden. Da Haupt- und Hilfsstromrichter zur Erzeugung der Gesamtausgangsspannung in der Regel gemeinsame Modulations- und Regelungsverfahren verwenden, können serielle Hybridstromrichter auch der Klasse der Mehrpunkt-Stromrichter zugeordnet werden.

2.2.2 Parallele aktive Filter

Basierend auf [E3] wird im Folgenden eine Übersicht über die in dem in Abbildung 2.3 dargestellten Stromrichtersystem einsetzbaren Konfigurationen von parallelen aktiven Filtern gegeben, die sich gemäß Abbildung 2.5 in aktive Shunt-Filter (Shunt-AF), hybride aktive Filter (Hybrid-AF) und spannungseinprägende aktive Filter (VS-AF[3]) unterteilen lassen.

Aktive Shunt-Filter

Das aktive Shunt-Filter in Abbildung 2.5(a) stellt die in kommerziellen Anwendungen am weitesten verbreitete Konfiguration von aktiven Filtern dar und wird insbesondere zur Kompensation der Stromverzerrungen von passiven



(a) Shunt (b) Hybrid (c) Spannungseinprägend

Abbildung 2.5: Einphasige Ersatzschaltbilder von parallelen aktiven Filterkonfigurationen zur Reduktion der Stromoberschwingungen von netzseitigen Stromrichtern.

[3] engl. VS-AF = Voltage Source-Active Filter

Lasten eingesetzt. Dafür wird diese Filterkonfiguration typischerweise mit einer Regelung von Stromharmonischen betrieben, die durch das gegenphasige Einspeisen die Auslöschung einzelner harmonischer Oberschwingungsströme ermöglicht [33, 50–55]. Vorteile dieser Regelstrategie bestehen in der entkoppelten Stromregelung einzelner harmonischer Ordnungen, die bei Verwendung geeigneter Koordinatentransformationen und Filter durch konventionelle Proportional-Integral-Regler (PI-Regler) erfolgen kann. Demgegenüber führen die dafür erforderliche präzise Identifikation der Phasenlage und Amplitude einzelner Stromoberschwingungen aus dem Gesamtstrom sowie deren Regelung zu hohen Anforderungen an die Messgenauigkeit, die Regelbandbreite und die Rechenleistung der Prozessoreinheit. Aus diesem Grund wurden in den letzten Jahren zahlreiche Regelstrategien für aktive Shunt-Filter vorgestellt, die keine Identifikation einzelner Harmonischer erfordern. Stattdessen basieren diese Verfahren auf der Extraktion der Gesamtstromverzerrung aus dem Laststrom, die durch geeignete Signalfilter [56–64] oder eine Berechnung auf Grundlage der Leistungstheorie [65–67] erfolgt. Die extrahierte Gesamtstromverzerrung wird anschließend als Regelgröße für das aktive Filter verwendet, um ihren Eintrag in den Netzstrom zu verhindern. Es wird deutlich, dass auch diese Regelstrategien eine präzise Messung und Regelung von hochfrequenten Stromverzerrungen erfordern und somit ebenfalls hohe Anforderungen an die Messgenauigkeit, die Regelbandbreite und die Schaltfrequenz des aktiven Shunt-Filters stellen. Typischerweise beinhaltet dessen kompensierbarer Frequenzbereich folglich die Frequenzen der dominanten Stromharmonischen von passiven Lasten wie Diodengleichrichtern, während er den Schaltfrequenzbereich von aktiven Netzstromrichtern in der Regel nicht ausreichend abdeckt. Für diese Anwendung schlagen Sato et al. in [68] eine Hystereseregelung der Gesamtstromverzerrung vor, deren Bestimmung infolge der Integration des Shunt-Filters in einen Hauptstromrichter durch die Subtraktion des gemessenen Stromsignals vom Sollwert des Grundschwingungsstroms mit verringertem Rechenaufwand möglich ist. Die Autoren zeigen darin, dass durch die einfach implementierbare Regelstrategie eine Reduktion der Stromoberschwingungen des Hauptstromrichters erreicht werden kann, der mit einer Schaltfrequenz von 1,2 kHz betrieben wird. Allerdings resultieren auch bei diesem Verfahren hohe Anforderungen an die eingesetzten Stromsensoren, da die zu bestimmende Gesamtstromverzerrung eine hohe Frequenz und, bei Stromrichtern hoher Leistung, gleichzeitig eine kleine Amplitude gegenüber dem ebenfalls im Laststrom enthaltenen Grundschwingungsstrom aufweist [69]. Weitere Nachteile bestehen in der durch die serielle Kopplungsinduktivität begrenzten Stromänderungsrate sowie darin, dass Abweichungen des Hauptstromrichters

von seinem Stromsollwert (z.B. bei transienten Vorgängen) erhöhte Lastströme des aktiven Shunt-Filters verursachen können. Endres et al. stellen in [70, 71] einen Hybridstromrichter zur Speisung einer induktiven Last vor, der aus einem SiC-basierten aktiven Shunt-Filter und einem Si-basierten Hauptstromrichter mit verbundenen Gleichspannungszwischenkreisen aufgebaut ist. Hilfs- und Hauptstromrichter werden dabei mit Abtastfrequenzen von etwa 100 kHz bzw. 10 kHz sowie einer hysteresebasierten direkten Stromregelung betrieben, was zu einer variablen Schaltfrequenz der eingesetzten Leistungshalbleiter und einer vom Aussteuergrad abhängigen Oberschwingungsreduktion durch das aktive Shunt-Filter führt. Die von Endres et al. vorgestellte Topologie wird von Judge et al. in [72] zur Untersuchung eines Hybridstromrichters im unteren einstelligen Megawattbereich mit prädiktiver Regelung und einer Abtastfrequenz von 100 kHz aufgegriffen, für den der Einfluss des passiven Kopplungsnetzwerks auf die Stromrichtereigenschaften von Basurto et al. in [73] untersucht wird. Bei beiden Verfahren resultieren aus der erforderlichen präzisen Messung und Regelung der hochfrequenten Gesamtstromverzerrung ebenfalls hohe Anforderungen an die Mess- und Regelungstechnik, während die durch die serielle Kopplungsinduktivität begrenzte Stromänderungsrate in [71] sogar zu einem eingeschränkten Aussteuerbereich führt. Darüber hinaus verursacht die Verwendung eines gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreises erhebliche Kreisströme zwischen den Stromrichtern, die durch den Einsatz von Gleichtaktdrosseln sowie einer Regelung des Gleichtaktstroms zu begrenzen sind. Zur Vermeidung dieses Nachteils schlägt Endres in [B8] die Auftrennung des gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreises und die Verwendung einer Zwischenkreisspannungsregelung des aktiven Shunt-Filters vor. Dadurch wird der nutzbare Aussteuerbereich des Hybridstromrichters weiter eingeschränkt, während der Aufwand für Mess- und Regelungstechnik bedingt durch die präzise Messung und Regelung der hochfrequenten Gesamtstromverzerrung weiterhin hoch ist.

Hybride aktive Filter

Zur Reduktion der erforderlichen Nennspannung des Hilfsstromrichters verwendet das hybride aktive Filter in Abbildung 2.5(b) eine zusätzliche netzseitige Induktivität sowie die Reihenschaltung einer Kapazität und Induktivität als Kopplungsnetzwerk. Diese werden oftmals so ausgelegt, dass die Impedanz ihrer Reihenschaltung für die zu kompensierenden Frequenzen möglichst gering ist. Das hybride aktive Filter wird in zahlreichen Forschungsarbeiten zur Oberschwin-

gungskompensation von passiven Lasten eingesetzt, wobei eine Verringerung der Nennleistung des Hilfsstromrichters bis in den einstelligen Prozentbereich der Gesamtleistung erreicht werden kann [74–83].
In [84] schlagen Papadopoulos et al. ein hybrides aktives Filter mit einer Schaltfrequenz von 30 kHz zur Kompensation der Stromoberschwingungen eines aktiven 3,3 kV-Mittelspannungsstromrichters mit einer Nennleistung von 1,89 MVA und einer Schaltfrequenz von 1 kHz vor, welches einen Stromzwischenkreisstromrichter (CSI[4]) als Hilfsstromrichter verwendet und eine Oberschwingungsreduktion bis zu einer Frequenz von 1,1 kHz ermöglicht. Zur Vermeidung der mit dem Stromzwischenkreis verbundenen Nachteile wie Größe und Gewicht ersetzen Bai et al. in [69] den CSI durch einen Stromrichter mit Gleichspannungszwischenkreis (VSC). Die Resonanzfrequenz der LC-Reihenschaltung des hybriden aktiven Filters, das mit einer Schaltfrequenz von 20 kHz betrieben wird, wird darin geringfügig unterhalb des ersten Trägerbands des Hauptstromrichters gewählt, der unter Berücksichtigung des von Bai et al. betrachteten Leistungsbereichs 100 kW − 500 kW mit einer Schaltfrequenz von 2 kHz betrieben wird. Die vorgestellte Regelstrategie, welche die wirksame Impedanz der Reihenschaltung von Hilfsstromrichter und LC-Kopplungsnetzwerk im Frequenzbereich der ersten beiden Trägerbänder des Hauptstromrichters minimiert und keine Identifikation eines Stromsollwerts erfordert, ermöglicht eine Reduktion der schaltfrequenten Stromoberschwingungen bis zu einer Frequenz von 8 kHz. Bai et al. zeigen darüber hinaus, dass das Verfahren den Ausgangsstrom des Hilfsstromrichters in stationären und transienten Betriebspunkten auf harmonische Oberschwingungen des Hauptstromrichters begrenzt. Diesen vielversprechenden Ergebnissen stehen allerdings auch prinzipbedingte Nachteile gegenüber: Die Abstimmung der LC-Reihenschaltung und des Regelverfahrens auf die Trägerbänder des Hauptstromrichters führt zu einer frequenzabhängigen Oberschwingungsreduktion. Darüber hinaus wird zwar eine Identifikation von hochfrequenten Stromoberschwingungen vermieden, jedoch resultieren aus der Messung des hochfrequenten Ausgangsstroms und dessen Regelung auf den zu null gesetzten Sollwert weiterhin hohe Anforderungen an die Mess- und Regelungstechnik. Ferner fällt auf, dass die Minimierung des Grundschwingungsanteils des Filterstroms und der Spannungsabfall über der Kopplungsinduktivität die erreichbare Reduktion des passiven Komponentenaufwands begrenzen sowie eine deutlich erhöhte Zwischenkreisspannung des Hauptstromrichters erfordern.

[4] engl. CSI = Current Source Inverter

Spannungseinprägende Filter

Das spannungseinprägende aktive Filter basiert gemäß Abbildung 2.5(c) auf einer impedanzlosen Anbindung des Hilfsstromrichters an die Lastleitung, wodurch sich das Kopplungsnetzwerk auf stromrichter- und netzseitige Induktivitäten beschränkt. Da die Spannung am Knotenpunkt folglich der Ausgangsspannung des Hilfsstromrichters entspricht, weist das spannungseinprägende aktive Filter gegenüber dem aktiven Shunt-Filter und dem hybriden aktiven Filter grundlegend verschiedene Eigenschaften auf. Diese Konfiguration wurde erstmals von Yundt in [85] zur Erhöhung der Ausgangsleistung von Linearverstärkern vorgeschlagen und für diese Anwendung von Ertl et al. in [86] weiter untersucht. Trznadlowski et al. stellen in [87, 88] den sogenannten Tandem-Stromrichter für Antriebssysteme vor, der aus einem 2L-VSC als Hilfsstromrichter und einem CSI als Hauptstromrichter aufgebaut ist. Die implementierte Hystereseregelung des Hilfsstromrichters ermöglicht darin die Kompensation der substantiellen niederfrequenten Stromharmonischen des CSIs, der zur Regelung einer Asynchronmaschine eingesetzt wird. Die Modellierung der Halbleiterverluste und ein Vergleich des Tandem-Stromrichters zu einem 2L-VSC als Vollstromrichter zeigen Di Gioia et al. in [89] für den möglichen Einsatz von Si- und SiC-Halbleitern. Das spannungseinprägende aktive Filter wurde darüber hinaus in der wissenschaftlichen Forschung zur Leistungsfaktorkorrektur und Oberschwingungsreduktion von passiven Lasten [90–94, B9] und für den Einsatz als USV [95–99] untersucht. In diesen Anwendungen erfolgt typischerweise eine Regelung der Grundschwingungsspannung am Knotenpunkt, die eine Einstellung des Wirk- und Blindleistungsflusses zwischen Last, aktivem Filter und Netz ermöglicht.

Zusammenfassung

Bisherige wissenschaftliche Beiträge zu parallelen aktiven Filtern lassen sich anhand des Anwendungsgebiets, der eingesetzten Filterkonfiguration gemäß Abbildung 2.5 und der Regelstrategie klassifizieren. Für letztere erfolgt in dieser Arbeit eine Unterteilung in die Regelung von Stromoberschwingungen, die Regelung der Gesamtstromverzerrung, die virtuelle Impedanzsynthese und die Regelung des Lastflusses. Die Regelung von Stromoberschwingungen basiert dabei auf der Identifikation und gegenphasigen Einspeisung einzelner Stromoberschwingungen, während bei der Regelung der Gesamtstromverzerrung eine Identifikation und Regelung des Stromrippels durchgeführt wird. Bei der virtuellen Impedanzsynthese wird die Gesamtimpedanz von Kopplungsnetzwerk und Hilfsstromrichter regelungstechnisch so eingestellt, dass sie bei den Zielfrequenzen

Tabelle 2.1: Ausgewählte Beiträge zu parallelen aktiven Filtern zur Oberschwingungsreduktion von passiven Lasten

	Filterkonfiguration		
Regelstrategie	Shunt-AF	Hybrid-AF	VS-AF
Regelung von Stromoberschwingungen	[33, 50–55]	[74]	/
Regelung der Gesamtstromverzerrungen	[56–67]	[75–79]	/
Virtuelle Impedanzsynthese	/	[80, 81]	[90]
Regelung des Lastflusses	/	/	[91–94, B9]

einen niederohmigen Bypass darstellt. Im Fall der Regelung des Lastflusses erfolgt die Einstellung des Austauschs von Wirk- und Grundschwingungsblindleistung zwischen Last, aktivem Filter und Netz. Da diese Leistungskomponenten ausschließlich durch grundschwingungsfrequente Ströme und Spannungen gebildet werden, weist diese Art der Regelung typischerweise die geringsten Anforderungen an die Messgenauigkeit, die Regelbandbreite und die Schaltfrequenz des aktiven Filters auf.

In Tabelle 2.1 sind ausgewählte Beiträge zur Oberschwingungsreduktion von passiven Lasten zusammengefasst. Für das aktive Shunt-Filter und das hybride aktive Filter wurden in diesen Arbeiten Verfahren zur Regelung von Stromoberschwingungen und der Gesamtstromverzerrung vorgeschlagen, wobei für das hybride aktive Filter darüber hinaus auch Regelstrategien auf der Basis der virtuellen Impedanzsynthese entworfen wurden. Für das spannungseinprägende aktive Filter wurden neben der virtuellen Impedanzsynthese Verfahren zur Oberschwingungsreduktion durch eine Regelung des Lastflusses vorgeschlagen, für deren Implementierung es durch die präzise Einstellung der Spannung am Knotenpunkt prinzipbedingt Vorteile aufweist.

Tabelle 2.2 zeigt ausgewählte Beiträge zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern. Für das aktive Shunt-Filter und das hybride aktive Filter stehen Verfahren zur Regelung der Gesamtstromverzerrung zur Verfügung, während für

Tabelle 2.2: Ausgewählte Beiträge zu parallelen aktiven Filtern zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern

	Filterkonfiguration		
Regelstrategie	Shunt-AF	Hybrid-AF	VS-AF
Regelung der Gesamtstromverzerrungen	[68, 70–73, B8]	[84]	⁄
Virtuelle Impedanzsynthese	⁄	[69]	⁄

das hybride aktive Filter zusätzlich eine Regelstrategie basierend auf der virtuellen Impedanzsynthese vorgestellt wurde. Der Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Oberschwingungsreduktion aktiver Netzstromrichter ist dagegen bisher nicht Gegenstand wissenschaftlicher Untersuchungen. Es fällt auf, dass die Anzahl wissenschaftlicher Publikationen für diese Anwendung deutlich geringer ist als für die Oberschwingungsreduktion von passiven Lasten in Tabelle 2.1. Dies ist u.a. auf das Frequenzspektrum aktiver Netzstromrichter zurückzuführen, deren dominante Oberschwingungen im Bereich der Schaltfrequenz und ganzzahligen Vielfachen dieser auftreten und die damit im Vergleich zu passiven Lasten deutlich höhere Frequenzen aufweisen. Da höherfrequente Oberschwingungen gemäß Abschnitt 2.1 durch passive Filter mit einem verhältnismäßig geringen Komponentenaufwand reduziert werden können und derzeitige Netznormen oftmals nur Grenzwerte für einen Teilbereich des Oberschwingungsspektrums enthalten (siehe Abschnitt 5.2), haben sich passive Filter für aktive Netzstromrichter in kommerziellen Anwendungen durchgesetzt. Weitere Herausforderungen für den Einsatz von parallelen aktiven Filtern zur Reduktion von stromrichterbedingten Oberschwingungen resultieren aus den im Vergleich zur Oberschwingungsreduktion von passiven Lasten typischerweise nochmals erhöhten Anforderungen an die Messgenauigkeit, Schaltfrequenz und Regelbandbreite.

Da zukünftige Netznormen voraussichtlich verringerte Grenzwerte für nieder- und höherfrequente harmonische Oberschwingungen enthalten werden ist davon auszugehen, dass sich der passive Filteraufwand aktiver Netzstromrichter deutlich vergrößern wird. Aus diesem Grund könnten aktive Filter insbesondere für Netzstromrichter großer Leistung zukünftig ein hohes Potential zur Begrenzung des passiven Filteraufwands bieten, woraus sich die Motivation zur Untersuchung

und Weiterentwicklung von aktiven Filterkonfigurationen für diese Anwendung ableitet.
Die Eigenschaften von zwei vielversprechenden Regelstrategien zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern aus vorangegangenen Publikationen werden in Abbildung 2.6 verglichen. Das von Endres et al. in [71] für das aktive Shunt-Filter vorgeschlagene Verfahren verwendet als Mess- und Regelgröße die Gesamtstromverzerrung, was einerseits hohe Anforderungen an die Messgenauigkeit und die Regelbandbreite stellt, andererseits aber die Identifikation einzelner Oberschwingungen vermeidet. Die Verwendung eines gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreises verursacht erhebliche Kreisströme zwischen Hauptstromrichter und aktivem Filter, sodass eine Gleichtaktunterdrückung und eine Auslegung für eine gegenüber dem Verzerrungsstrom erhöhte

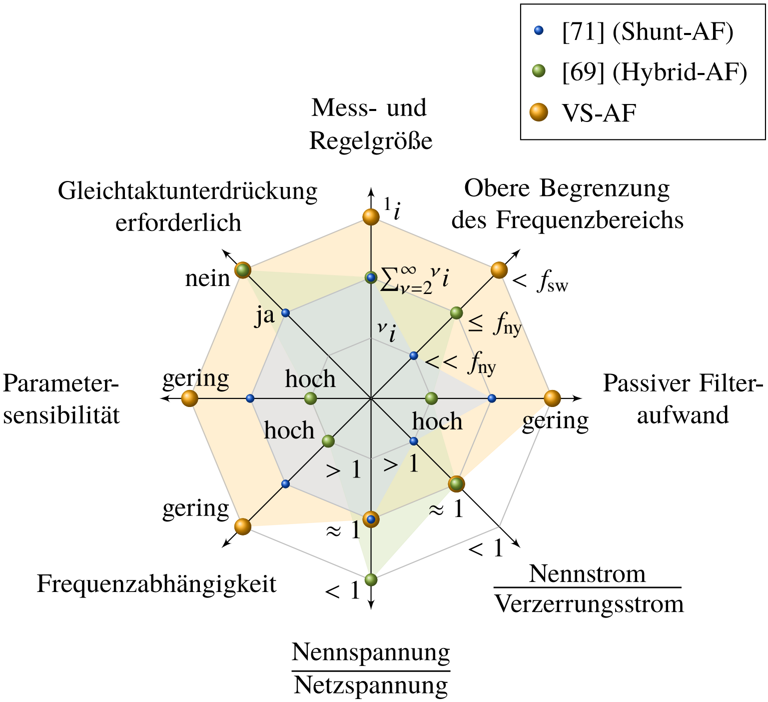


Abbildung 2.6: Eigenschaften von ausgewählten Regelstrategien für parallele aktive Filter zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern.

Strombelastung erforderlich sind. Letztere ist ferner infolge des in [B8] gezeigten dynamischen Verhaltens unerlässlich, das zu einer höheren Strombelastung des aktiven Filters in transienten Betriebspunkten führen kann. Die verwendete Zwischenkreisspannung ist der Netzspannungsebene angepasst und der induktive Bauelementaufwand kann in einem begrenzten Aussteuerbereich im Vergleich zu einem passiven L-Filter geringfügig reduziert werden. Die Hystereseregelung der Gesamtstromverzerrung mit einer Abtastfrequenz von 100 kHz führt zu einer Begrenzung des kompensierbaren Frequenzbereichs des aktiven Shunt-Filters auf deutlich unterhalb der Nyquist-Frequenz und ferner zu einer Arbeitspunkt- und frequenzabhängigen Oberschwingungsreduktion, was u.a. durch die Bandbreite der Stromsensoren und Rechentotzeiten sowie die erforderliche Unterdrückung von Gleichtaktströmen bedingt ist. Darüber hinaus wird in Abbildung 2.6 die Modulationsgradabhängigkeit sowie die Abhängigkeit des Gleichtaktstroms von Parameterabweichungen der Kopplungsinduktivitäten durch eine moderate Parametersensibilität berücksichtigt.

Das von Bai et al. in [69] für das hybride aktive Filter vorgeschlagene Verfahren verwendet als Mess- und Regelgröße ebenfalls die Gesamtstromverzerrung, was zu mit dem Verfahren von Endres vergleichbaren Anforderungen an die Messgenauigkeit und Regelbandbreite führt. Aufgrund der Verwendung getrennter Gleichspannungszwischenkreise von Haupt- und Hilfsstromrichter erfordert das Verfahren von Bai keine Gleichtaktunterdrückung und ermöglicht durch ein sehr gutes dynamisches Verhalten, welches den Laststrom des Hilfsstromrichters auch bei transienten Vorgängen begrenzt, eine Auslegung des Hilfsstromrichters für den Verzerrungsstrom des Hauptstromrichters. Da die Leistungsfähigkeit maßgeblich von der Genauigkeit der LC-Parameter abhängt, ist die Parametersensibilität dieses Verfahrens jedoch als hoch einzustufen. Durch die Auslegung des passiven LC-Filters und des verwendeten Reglers auf konkrete Frequenzwerte resultiert ferner eine hohe Frequenzabhängigkeit der Oberschwingungsreduktion, sodass die virtuelle Gesamtimpedanz für unvorhergesehen auftretende Oberschwingungen nicht im gesamten Frequenzbereich einen niederohmigen Bypass darstellt. Die Simulations- und Messergebnisse zeigen eine signifikante Reduktion der schaltfrequenten Oberschwingungen des Hauptstromrichters bis etwa 8 kHz, wodurch der kompensierbare Frequenzbereich unter Berücksichtigung der Abtastfrequenz von 20 kHz bis kurz unterhalb der Nyquist-Frequenz reicht. Einen weiteren Vorteil stellt die mögliche Auslegung des Hilfsstromrichters für eine Spannung unterhalb der Netzspannung dar, was den Einsatz von Bauelementen niedriger Nennspannung ermöglicht. Es ist jedoch zu beachten, dass die Zwischenkreisspannung des Hilfsstromrichters mit der Wahl der Zwischenkreisspannung des Hauptstromrichters und der Dimensionierung des LC-Filters zusammenhängt

und laut den Autoren ein Kompromiss zwischen diesen Werten zu finden ist. In den Ergebnissen fällt auf, dass einerseits die Zwischenkreisspannung des Hauptstromrichters für die verwendete Netzspannungsebene sehr hoch angesetzt ist und andererseits die passiven Komponenten mit einer bezogenen Gesamtinduktivität von über 20 % ebenfalls hoch sind.
In dieser Arbeit wird erstmals das spannungseinprägende Filter zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern untersucht, da diese Konfiguration vielversprechende Eigenschaften zur Erfüllung der Zielsetzung aus Abschnitt 1.1 bietet. Durch die präzise Einstellung der Spannung am Knotenpunkt wird eine Entkopplung des Netzstroms vom Hauptstromrichter angestrebt, sodass eine Oberschwingungsreduktion lediglich durch eine Regelung des netzseitigen Grundschwingungsstroms erreicht werden kann. Da dadurch die Messung und Regelung von hochfrequenten Strömen sowie eine Auslegung für konkrete Frequenzen vermieden wird, ermöglicht dies eine in guter Näherung frequenzunabhängige Oberschwingungsreduktion mit geringer Parametersensibilität, deren kompensierbarer Frequenzbereich unter idealen Bedingungen nur durch die Schaltfrequenz des Hilfsstromrichters nach oben begrenzt ist. Auf die Verwendung eines gemeinsamen Gleichspannungszwischenkreises von Haupt- und Hilfsstromrichter wird verzichtet, um Gleichtaktströme zu vermeiden und ferner einen entkoppelten Betrieb des spannungseinprägenden aktiven Filters zu ermöglichen. Die Nennspannungen beider Stromrichter sind bei dieser Filterkonfiguration prinzipbedingt der Netzspannungsebene anzupassen. Durch den Entwurf einer Regelung mit einer hohen Dynamik, welche den Laststrom in stationären und transienten Arbeitspunkten auf Verzerrungsströme begrenzt, ist die Nennleistung des Hilfsstromrichters gegenüber dem Hauptstromrichter substantiell zu reduzieren. Dadurch kann dieser im Vergleich zum Gesamtsystem kostengünstig für eine hohe Schaltfrequenz ausgelegt und oder als Mehrpunkt-Stromrichter ausgeführt werden, was zu einer hohen Ausgangsspannungsqualität führt und eine Reduktion des passiven Filteraufwands ermöglicht. Die angestrebten Eigenschaften des spannungseinprägenden aktiven Filters sind in Abbildung 2.6 zum Vergleich mit den Verfahren von Endres und Bai zusammengefasst.

3 Modellbildung

Die Literaturanalyse in Kapitel 2 zeigt, dass der Einsatz eines spannungseinprägenden aktiven Filters zur Oberschwingungsreduktion aktiver Netzstromrichter vielversprechend ist. Da sich die Eigenschaften und Anforderungen grundlegend von den bisher für diese Anwendung untersuchten Ansätzen unterscheiden, erfolgt in diesem Kapitel eine physikalische Modellbildung der resultierenden Stromrichterkonfiguration. Diese trägt zum Verständnis des Energiewandlungsprozesses zwischen Netz, aktivem Filter und Hauptstromrichter bei und bildet die Grundlage für die Umsetzung der in Abschnitt 1.1 formulierten Ziele.

Für eine allgemeingültige und topologieunabhängige Modellierung werden Haupt- und Hilfsstromrichter als einstellbare dreiphasige Spannungsquellen in Sternschaltung im Ersatzschaltbild des Gesamtsystems in Abbildung 3.1 berücksichtigt. Da das aktive Filter nur Blindleistung bereitstellt und daher keine Gleichspannungsversorgung benötigt, erfolgt eine Berücksichtigung von Änderungen der in ihm gespeicherten Energie. Die stromrichter- und netzseitigen Filterdrosseln werden durch die Reihenschaltung ihrer Induktivität und des Wicklungswiderstands modelliert. In Hinblick auf eine praktische Umsetzung wird die primärseitige Klemmenspannung des Transformators als Netzspannung definiert, da diese typischerweise von der netzseitigen Stromrichterregelung zur Netzsynchronisation verwendet wird.

In Abschnitt 3.1 wird zunächst ein Modell des Stromrichtersystems aufgestellt, welches das physikalische Verhalten für beliebige Strom- und Spannungsformen beschreibt. Anschließend erfolgt in Abschnitt 3.2 die Herleitung des Grund-

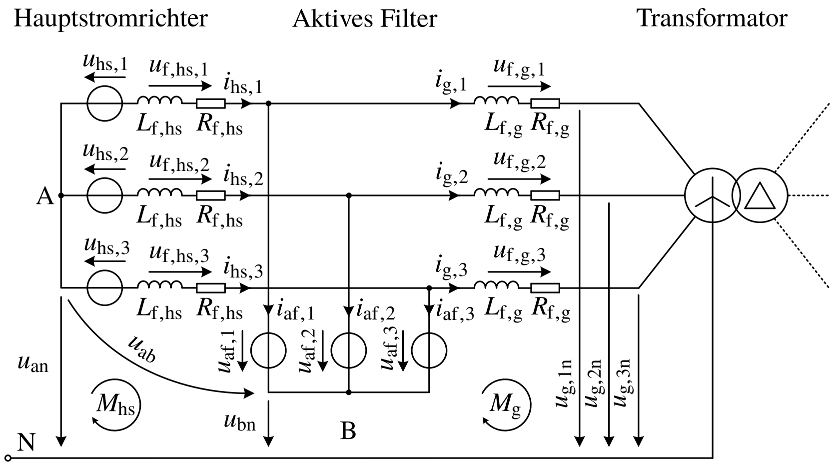


Abbildung 3.1: Verallgemeinertes Ersatzschaltbild eines Hauptstromrichters mit spannungseinprägendem aktiven Filter und Transformator nach [E3].

schwingungsmodells des Stromrichtersystems. Das in Abschnitt 3.2.1 hergeleitete Grundschwingungsmodell der Netzseite stellt die Grundlage für die Regelung des netzseitigen Austauschs von Wirk- und Grundschwingungsblindleistung dar, an dem unter der Annahme einer unverzerrten, sinusförmigen Netzspannung ausschließlich Grundschwingungsgrößen beteiligt sind. Hinsichtlich der angestrebten Verwendung einer möglichst geringen Regelbandbreite wird im Rahmen der Modellierung der Stromrichterseite in Abschnitt 3.2.2 untersucht, ob ein ebenfalls auf Grundschwingungsgrößen basierender Leistungsaustausch zwischen Haupt- und Hilfsstromrichter einen stabilen und sicheren Betrieb gewährleisten kann. Dies umfasst u.a. den Erhalt einer definierten, im aktiven Filter gespeicherten Energie und die Einhaltung der physikalischen Stromrichtergrenzen. In Abschnitt 3.3.1 wird der Einfluss von nichtidealen Netzbedingungen auf das Stromrichterverhalten untersucht, wobei zwischen Netzspannungsverzerrungen und Netzunsymmetrien unterschieden wird. Abschließend wird auf der Basis der Grund- und Oberschwingungsersatzschaltbilder des Stromrichtersystems in Abschnitt 3.6 eine Strategie zur Oberschwingungsreduktion für das spannungseinprägende aktive Filter abgeleitet, die keine Identifikation und Regelung von Oberschwingungsströmen erfordert.

3.1 Modellierung des Stromrichtersystems

Das betrachtete Gesamtsystem lässt sich aus Sicht des aktiven Filters in eine Stromrichterseite, bestehend aus Hauptstromrichter und dessen Filterdrossel, und eine Netzseite, bestehend aus netzseitiger Filterdrossel, Transformator und Netzverknüpfungspunkt, aufteilen. Ziel der im Folgenden beschriebenen Herleitung des Stromrichtermodells, die auf den Beiträgen [E3–E5] basiert, ist die getrennte Beschreibung aller Leistungskomponenten des Stromrichtersystems, die durch Ströme und Spannungen von Hauptstromrichter, aktivem Filter und Netz gebildet werden. Der verwendete Modellierungsansatz wurde von Kolb in seiner Dissertation [B10] zur Regelung eines MMCs vorgeschlagen und für diese Anwendung u.a. von Schnarrenberger in [B11] weiterverwendet. Darüber hinaus kann diese Modellierung auch auf weitere modulare Mehrpunkt-Stromrichtertopologien angewandt werden, wie z.B. von Kammerer in [B12] für einen Modularen Multilevel Matrix-Stromrichter (M3C[1]) gezeigt wurde.

3.1.1 Mathematische Grundlagen

In Abbildung 3.1 gilt aufgrund des nicht angeschlossenen Transformatorsternpunkts für die Netzströme die Knotenpunktgleichung (3.1).

$$i_{g,1} + i_{g,2} + i_{g,3} = 0 \tag{3.1}$$

Anhand dieser Kopplung ist leicht nachzuvollziehen, dass lediglich zwei netzseitige Strangströme frei vorgegeben werden können, da sich der dritte prinzipbedingt in Abhängigkeit dieser einstellt. Eine netzseitige Stromregelung im dreiphasigen 123-Koordinatensystem mit den drei Strangströmen als Regelgrößen erscheint aufgrund der zu erwartenden gegenseitigen Beeinflussung der eingesetzten Regler nicht zielführend. In kommerziellen Anwendungen haben sich daher Stromrichterregelungen auf Basis von Koordinatentransformationen durchgesetzt, die neben weiteren Vorteilen eine symmetrische Regelung der dreiphasigen Ströme erlauben. Darüber hinaus hat Kolb in [B10] gezeigt, dass eine auf der Transformation dreiphasiger Größen in die Raumzeigerdarstellung basierende Modellbildung die entkoppelte Stromregelung eines MMCs ermöglicht.

[1] engl. M3C = Modular Multilevel Matrix Converter

Clarke-Transformation

Mit der Clarke-Transformation kann eine dreiphasige Größe $\boldsymbol{x} = [x_1\ x_2\ x_3]^\mathrm{T}$ aus dem 123-Koordinatensystem mit den drei um jeweils 120° versetzt angeordneten Achsen 1, 2 und 3 durch die Transformationsmatrix $\mathbf{C}$ in $\alpha\beta 0$-Koordinaten überführt werden:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \tag{3.2}$$

Die so erhaltenen α- und β-Komponenten bilden gemäß Abbildung 3.2 einen Raumzeiger in der komplexen $\alpha\beta$-Ebene:

$$\underline{x} = x_\alpha + \mathrm{j} x_\beta \tag{3.3}$$

Die Gleichtaktkomponente x_0 besitzt hingegen keine α- oder β- Komponente und liegt im Ursprung des komplexen $\alpha\beta$-Koordinatensystems [B13]. Durch die Verwendung der betragsinvarianten Clarke-Transformation entsprechen die Summen von x_0 und den in Abbildung 3.2 dargestellten Projektionen des Raumzeigers $\underline{x}$ auf die Achsen des 123-Koordinatensystems den Momentanwerten von $\boldsymbol{x}$:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \mathbf{C}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

Die inverse Clarke-Transformation in Gleichung (3.4) ermöglicht unter Berücksichtigung der Gleichtaktkomponente x_0 die Rücktransformation eines Raumzeigers $\underline{x}$ in dreiphasige 123-Koordinaten.
Die dreiphasigen Strangströme von Stromrichtersystemen weisen unter idealen Bedingungen aufgrund des in der Regel nicht angeschlossenen Netz- bzw. Laststernpunkts keine Gleichtaktkomponente auf. Dies gilt in gleicher Weise für die Strangspannungen, die über der Impedanz zwischen den Ausgangsklemmen des Stromrichters und dem Netz- bzw. Laststernpunkt abfallen. In der Raumzeigerdarstellung dieser Größen gemäß Abbildung 3.2 entsprechen die Projektionen des Raumzeigers auf die Achsen des 123-Koordinatensystems folglich unmittelbar den Momentanwerten in den drei Phasen. Weitere Größen wie beispielsweise die vom Stromrichter generierten Mittelpunktspannungen,

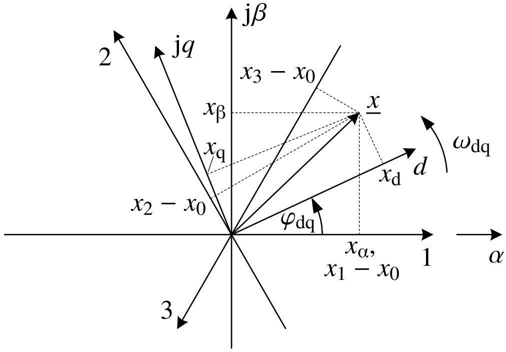


Abbildung 3.2: Raumzeigerdarstellung einer dreiphasigen Größe in den kartesischen $\alpha\beta$- und dq-Koordinatensystemen.

die zwischen den Ausgangsklemmen und, bei Topologien mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis, dem virtuellen Mittelpunkt des Zwischenkreises oder, bei kaskadierten Topologien ohne zentralen Gleichspannungszwischenkreis, dem Stromrichtersternpunkt abfallen, können jedoch eine Gleichtaktkomponente aufweisen. Diese fällt zwischen dem last- bzw. netzseitigen Sternpunkt und dem Mittel- bzw. Sternpunkt des Stromrichters ab und kann zur Vergrößerung des linearen Aussteuerbereichs oder als Freiheitsgrad für die Energieregelung des Stromrichters verwendet werden. Aus diesem Grund ist die Berücksichtigung der Gleichtaktkomponente bei der Clarke-Transformation in Gleichung (3.2) sowie der inversen Clarke-Transformation in Gleichung (3.4) unerlässlich, um die in Kapitel 1.1 formulierten Ziele der Arbeit zu erreichen.

Park-Transformation

Ein symmetrisches Dreiphasensystem wird in der komplexen $\alpha\beta$-Ebene in Abbildung 3.2 durch einen Raumzeiger $\underline{x}$ konstanter Länge beschrieben, der mit konstanter Winkelgeschwindigkeit ω_x in mathematisch positiver Richtung rotiert. Die Projektion des Raumzeigers auf die Achsen des rechtwinkligen $\alpha\beta$-Koordinatensystems ergibt die sinusförmigen α- und β-Komponenten, die eine Phasenverschiebung von 90° aufweisen. Gegenüber der zu Beginn dieses Abschnitts diskutierten Netzstromregelung im 123-Koordinatensystem wird durch die Clarke-Transformation eine Entkopplung des Netzstroms erreicht, dessen $\alpha\beta$-Komponenten beliebig und voneinander unabhängig eingestellt werden

können. Da diese jedoch weiterhin sinusförmige Wechselgrößen darstellen, basieren konventionelle Regelungsverfahren für Netzstromrichter typischerweise auf einer Überführung der $\alpha\beta 0$-Koordinaten in $dq0$-Koordinaten durch die Park-Transformation:

$$\begin{bmatrix} x_{\mathrm{d}} \\ x_{\mathrm{q}} \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P}_{\alpha\beta} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & \sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & 0 \\ -\sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_0 \end{bmatrix} \tag{3.5}$$

Mit Gleichung (3.6) besteht ferner die Möglichkeit, die 123-Koordinaten einer dreiphasigen Größe $\boldsymbol{x}$ direkt in $dq0$-Koordinaten zu überführen.

$$\begin{bmatrix} x_{\mathrm{d}} \\ x_{\mathrm{q}} \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & -\sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \tag{3.6}$$

Die berechneten dq-Komponenten entsprechen gemäß Abbildung 3.2 der Projektion des Raumzeigers $\underline{x}$ auf die Achsen des rechtwinkligen dq-Koordinatensystems, welches mit der Winkelgeschwindigkeit ω_{dq} rotiert. Wird diese gleich der Kreisfrequenz ω der dreiphasigen Größe $\boldsymbol{x}$ gesetzt, so rotieren der Raumzeiger $\underline{x}$ und das dq-Koordinatensystem mit gleicher Winkelgeschwindigkeit. Daraus resultiert der wesentliche Vorteil, dass die dq-Komponenten x_{d} und x_{q} Gleichgrößen darstellen und ihre Regelung daher mit einer klassischen Regelungsstruktur, z.B. auf der Basis weit verbreiteter PI-Regler, möglich ist. Die inverse Park-Transformation gemäß Gleichung (3.7) ermöglicht schließlich die Überführung und Weiterverarbeitung einer in $dq0$-Koordinaten vorliegenden Größe in $\alpha\beta 0$-Koordinaten, wodurch beispielsweise die Ausgänge einer im $dq0$-Koordinatensystem durchgeführten Stromregelung rücktransformiert und an ein Modulationsverfahren wie die Raumzeigermodulation (SVM[2]) weitergegeben werden können.

$$\begin{bmatrix} x_{\alpha} \\ x_{\beta} \\ x_0 \end{bmatrix} = \mathbf{P}_{\alpha\beta}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} x_{\mathrm{d}} \\ x_{\mathrm{q}} \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & -\sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & 0 \\ \sin\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}} t\right) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{\mathrm{d}} \\ x_{\mathrm{q}} \\ x_0 \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

[2] engl. SVM = Space Vector Modulation

Darüber hinaus ist es mit Gleichung (3.8) möglich, die $dq0$-Koordinaten einer dreiphasigen Größe direkt in 123-Koordinaten zu überführen:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \mathbf{P^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} x_\mathrm{d} \\ x_\mathrm{q} \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_\mathrm{dq} t\right) & -\sin\left(\omega_\mathrm{dq} t\right) & 1 \\ \cos\left(\omega_\mathrm{dq} t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega_\mathrm{dq} t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\omega_\mathrm{dq} t - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega_\mathrm{dq} t - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_\mathrm{d} \\ x_\mathrm{q} \\ x_0 \end{bmatrix} \tag{3.8}$$

Basierend auf den in diesem Abschnitt beschriebenen Clarke- und Park-Transformationen erfolgt in den nächsten Abschnitten eine physikalische Modellbildung eines aktiven Netzstromrichters mit spannungseinprägendem aktiven Filter.

3.1.2 Netzseitiges Modell

Gemäß dem verallgemeinerten Ersatzschaltbild in Abbildung 3.1 ergibt die Anwendung des Maschensatzes auf die netzseitige Masche M_g das folgende Gleichungssystem:

$$\begin{bmatrix} u_\mathrm{af,1n} \\ u_\mathrm{af,2n} \\ u_\mathrm{af,3n} \end{bmatrix} = R_\mathrm{f,g} \begin{bmatrix} i_\mathrm{g,1} \\ i_\mathrm{g,2} \\ i_\mathrm{g,3} \end{bmatrix} + L_\mathrm{f,g} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_\mathrm{g,1} \\ i_\mathrm{g,2} \\ i_\mathrm{g,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\mathrm{g,1n} \\ u_\mathrm{g,2n} \\ u_\mathrm{g,3n} \end{bmatrix} \tag{3.9}$$

Darin bezeichnen die Größen $\boldsymbol{i}_\mathbf{g} = [i_\mathrm{g,1}\ i_\mathrm{g,2}\ i_\mathrm{g,3}]^\mathrm{T}$, $\boldsymbol{u}_\mathbf{g,n} = [u_\mathrm{g,1n}\ u_\mathrm{g,2n}\ u_\mathrm{g,3n}]^\mathrm{T}$ und $\boldsymbol{u}_\mathbf{af,n} = [u_\mathrm{af,1n}\ u_\mathrm{af,2n}\ u_\mathrm{af,3n}]^\mathrm{T}$ den Netzstrom, die Strangspannung des Netzes und die Strangspannung des aktiven Filters. Letztere setzt sich dabei aus der Mittelpunktspannung $\boldsymbol{u}_\mathbf{af} = [u_\mathrm{af,1}\ u_\mathrm{af,2}\ u_\mathrm{af,3}]^\mathrm{T}$ und der Sternpunktspannung u_bn des aktiven Filters zusammen:

$$\begin{bmatrix} u_\mathrm{af,1n} \\ u_\mathrm{af,2n} \\ u_\mathrm{af,3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\mathrm{af,1} \\ u_\mathrm{af,2} \\ u_\mathrm{af,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_\mathrm{bn} \\ u_\mathrm{bn} \\ u_\mathrm{bn} \end{bmatrix} \tag{3.10}$$

Die Überführung der dreiphasigen Größen in $\alpha\beta0$-Koordinaten kann durch die Clarke-Transformation aus Gleichung (3.2) erreicht werden:

$$\begin{bmatrix} u_\mathrm{af,\alpha} \\ u_\mathrm{af,\beta} \\ u_\mathrm{af,0} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} u_\mathrm{af,1n} \\ u_\mathrm{af,2n} \\ u_\mathrm{af,3n} \end{bmatrix} - \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} u_\mathrm{bn} \\ u_\mathrm{bn} \\ u_\mathrm{bn} \end{bmatrix} \tag{3.11}$$

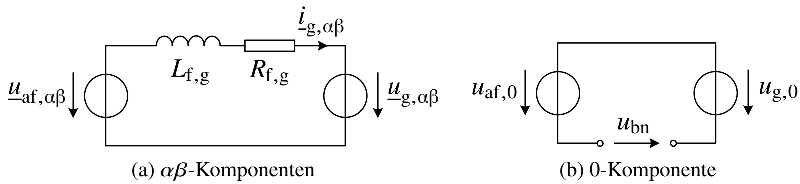


Abbildung 3.3: $\alpha\beta$0-Ersatzschaltbilder der Netzseite.

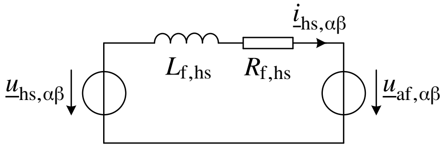
$$= R_{f,g}\begin{bmatrix} i_{g,\alpha} \\ i_{g,\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + L_{f,g}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{g,\alpha} \\ i_{g,\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{g,\alpha} \\ u_{g,\beta} \\ u_{g,0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{bn} \end{bmatrix} \tag{3.12}$$

Mit der netzseitigen Maschengleichung (3.12) lassen sich die Ersatzschaltbilder der $\alpha\beta$- sowie der Gleichtaktkomponenten in Abbildung 3.3 ableiten. In Abbildung 3.3(a) ist zu erkennen, dass die $\alpha\beta$-Netzstromkomponenten ausschließlich durch die $\alpha\beta$-Spannungskomponenten von aktivem Filter und Netz sowie die Impedanz der netzseitigen Filterdrossel bestimmt werden und keine Abhängigkeiten von Strom- oder Spannungskomponenten des Hauptstromrichters aufweisen. Diese prinzipbedingte Entkopplung von Netzstrom und Hauptstromrichter resultiert aus der impedanzlosen Anbindung des Hilfsstromrichters an die Lastleitung und stellt eine wichtige Eigenschaft der spannungseinprägenden Filterkonfiguration dar. In Gleichung (3.12) entspricht $u_{g,0}$ einer möglichen Gleichtaktkomponente der Netzspannung, die z.B. in umrichtergespeisten Netzen auftreten kann und im zugehörigen Ersatzschaltbild in Abbildung 3.3(b) antiseriell zur Gleichtaktspannung des aktiven Filters $u_{af,0}$ geschaltet ist. Darin wird die nicht mögliche Ausbildung eines Gleichtaktstroms gemäß Gleichung (3.12) durch offene Klemmen der Ersatzschaltung berücksichtigt, zwischen denen die Sternpunktspannung u_{bn} abfällt.

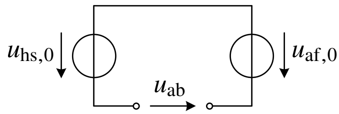
3.1.3 Stromrichterseitiges Modell

Die stromrichterseitige Masche M_{hs} der untersuchten Stromrichterkonfiguration in Abbildung 3.1 ergibt ein Gleichungssystem, dessen Struktur den netzseitigen Maschengleichungen (3.9) entspricht:

$$\begin{bmatrix} u_{hs,1n} \\ u_{hs,2n} \\ u_{hs,3n} \end{bmatrix} = R_{f,hs}\begin{bmatrix} i_{hs,1} \\ i_{hs,2} \\ i_{hs,3} \end{bmatrix} + L_{f,hs}\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{hs,1} \\ i_{hs,2} \\ i_{hs,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{af,1n} \\ u_{af,2n} \\ u_{af,3n} \end{bmatrix} \tag{3.13}$$



(a) $\alpha\beta$-Komponenten



(b) 0-Komponente

Abbildung 3.4: $\alpha\beta$0-Ersatzschaltbilder der Stromrichterseite.

In Gleichung (3.13) bezeichnen $\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} = [i_{hs,1}\ i_{hs,2}\ i_{hs,3}]^T$ den Ausgangsstrom und $\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}} = [u_{hs,1n}\ u_{hs,2n}\ u_{hs,3n}]^T$ die Strangspannung des Hauptstromrichters. In gleicher Weise wie die Strangspannung des aktiven Filters in Gleichung (3.10) setzt sich letztere aus der Mittelpunktspannung $\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs}} = [u_{hs,1}\ u_{hs,2}\ u_{hs,3}]^T$ und der Sternpunktspannung u_{an} des Hauptstromrichters zusammen:

$$\begin{bmatrix} u_{hs,1n} \\ u_{hs,2n} \\ u_{hs,3n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{hs,1} \\ u_{hs,2} \\ u_{hs,3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{an} \\ u_{an} \end{bmatrix} \tag{3.14}$$

Die Clarke-Transformation von Gleichung (3.14) in $\alpha\beta$0-Koordinaten ergibt:

$$\begin{bmatrix} u_{hs,\alpha} \\ u_{hs,\beta} \\ u_{hs,0} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} u_{hs,1n} \\ u_{hs,2n} \\ u_{hs,3n} \end{bmatrix} - \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{an} \\ u_{an} \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

$$= R_{f,hs} \begin{bmatrix} i_{hs,\alpha} \\ i_{hs,\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + L_{f,hs} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \begin{bmatrix} i_{hs,\alpha} \\ i_{hs,\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{af,\alpha} \\ u_{af,\beta} \\ u_{af,0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{ab} \end{bmatrix} \tag{3.16}$$

Darin bezeichnet u_{ab} den Spannungsabfall zwischen den Stromrichtersternpunkten A und B in Abbildung 3.1:

$$u_{ab} = u_{an} - u_{bn} \tag{3.17}$$

Die mit der Netzseite übereinstimmende Struktur des Gleichungssystems (3.16) überträgt sich auch auf die stromrichterseitigen $\alpha\beta$0-Ersatzschaltungen in Abbildung 3.4. Im $\alpha\beta$-Ersatzschaltbild in Abbildung 3.4(a) ist zu erkennen, dass die $\alpha\beta$-Ausgangsstromkomponenten des Hauptstromrichters ausschließlich durch die $\alpha\beta$-Spannungskomponenten von Hauptstromrichter und aktivem Filter sowie die Impedanz der stromrichterseitigen Filterdrossel bestimmt werden. In der Ersatzschaltung der Gleichtaktkomponenten in Abbildung 3.4(b) ist die Gleich-

taktspannung des Hauptstromrichters $u_{\mathrm{hs},0}$ antiseriell zur Gleichtaktspannung des aktiven Filters geschaltet. Analog zur Netzseite ist auch auf der Stromrichterseite gemäß Gleichung (3.16) kein Gleichtaktstrom möglich, was durch eine zwischen den offenen Klemmen A und B abfallende Sternpunktspannung u_{ab} in der Ersatzschaltung berücksichtigt ist.

3.1.4 Leistungskomponenten des aktiven Filters

Der angestrebte Betrieb des als aktives Filter eingesetzten Hilfsstromrichters ohne externe Spannungsversorgung erfordert eine Einstellung und Überwachung der in ihm gespeicherten Energie. Um dies zu erreichen werden im Folgenden die Leistungskomponenten des aktiven Filters hergeleitet, die zu Änderungen dieses Energiezustands führen. Im Hinblick auf einen möglichen Einsatz von Stromrichtertopologien mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen als aktives Filter erfolgt eine Unterteilung der Wirkleistung in Komponenten zur Änderung der gespeicherten Gesamtenergie und Komponenten zur Änderung der Energieverteilung zwischen den Phasen des aktiven Filters.
Die von jeder Stromrichterphase auf- bzw. abgegebene Leistung wird durch die dreiphasige Leistung in Gleichung (3.18) beschrieben.

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{af},1} \\ p_{\mathrm{af},2} \\ p_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},1} \\ u_{\mathrm{af},2} \\ u_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} i_{\mathrm{af},1} \\ i_{\mathrm{af},2} \\ i_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Für den Ausgangsstrom des aktiven Filters gilt gemäß dem Knotensatz:

$$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{af},1} \\ i_{\mathrm{af},2} \\ i_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\mathrm{hs},1} - i_{\mathrm{g},1} \\ i_{\mathrm{hs},2} - i_{\mathrm{g},2} \\ i_{\mathrm{hs},3} - i_{\mathrm{g},3} \end{bmatrix} \tag{3.19}$$

Einsetzen von Gleichung (3.19) in (3.18) ergibt:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{af},1} \\ p_{\mathrm{af},2} \\ p_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},1} \\ u_{\mathrm{af},2} \\ u_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} \circ \begin{bmatrix} i_{\mathrm{hs},1} - i_{\mathrm{g},1} \\ i_{\mathrm{hs},2} - i_{\mathrm{g},2} \\ i_{\mathrm{hs},3} - i_{\mathrm{g},3} \end{bmatrix} \tag{3.20}$$

Anhand der dreiphasigen Leistung in Gleichung (3.20) kann die in den drei Phasen des aktiven Filters gespeicherte Energie bestimmt werden:

$$\begin{bmatrix} w_{\mathrm{af},1} \\ w_{\mathrm{af},2} \\ w_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,t0},1} \\ w_{\mathrm{af,t0},2} \\ w_{\mathrm{af,t0},3} \end{bmatrix} + \int_{t_0}^{t} \begin{bmatrix} p_{\mathrm{af},1} \\ p_{\mathrm{af},2} \\ p_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} \mathrm{d}t \tag{3.21}$$

In Gleichung (3.21) bezeichnet $\boldsymbol{w}_{\mathbf{af,t0}} = [w_{\mathrm{af,t0},1}\ w_{\mathrm{af,t0},2}\ w_{\mathrm{af,t0},3}]^{\mathrm{T}}$ die zum Zeitpunkt t_0 in den drei Phasen gespeicherte Anfangsenergie. Da eine stromrichter- und netzseitige Stromregelung in 123-Koordinaten gemäß Abschnitt 3.1.1 unvorteilhaft ist, wird zunächst eine Beschreibung der elektrischen Größen aus Gleichung (3.20) durch $\alpha\beta 0$-Komponenten abgeleitet. Die inverse Clarke-Transformation gemäß Gleichung (3.4) ergibt für die Spannung des aktiven Filters:

$$\begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},1} \\ u_{\mathrm{af},2} \\ u_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \mathbf{C^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},\beta} \\ u_{\mathrm{af},0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},\alpha} + u_{\mathrm{af},0} \\ -\frac{1}{2} u_{\mathrm{af},\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\mathrm{af},\beta} + u_{\mathrm{af},0} \\ -\frac{1}{2} u_{\mathrm{af},\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{\mathrm{af},\beta} + u_{\mathrm{af},0} \end{bmatrix} \tag{3.22}$$

Unter Berücksichtigung des Knotensatzes aus Gleichung (3.19) gilt für den Strom des aktiven Filters:

$$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{af},1} \\ i_{\mathrm{af},2} \\ i_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \mathbf{C^{-1}} \cdot \begin{bmatrix} i_{\mathrm{hs},\alpha} - i_{\mathrm{g},\alpha} \\ i_{\mathrm{hs},\beta} - i_{\mathrm{g},\beta} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\mathrm{hs},\alpha} - i_{\mathrm{g},\alpha} \\ -\frac{1}{2}\left(i_{\mathrm{hs},\alpha} - i_{\mathrm{g},\alpha}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2}\left(i_{\mathrm{hs},\beta} - i_{\mathrm{g},\beta}\right) \\ -\frac{1}{2}\left(i_{\mathrm{hs},\alpha} - i_{\mathrm{g},\alpha}\right) - \frac{\sqrt{3}}{2}\left(i_{\mathrm{hs},\beta} - i_{\mathrm{g},\beta}\right) \end{bmatrix} \tag{3.23}$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (3.22) und (3.23) in Gleichung (3.20) erhält man die dreiphasige Leistung des aktiven Filters in Abhängigkeit der $\alpha\beta 0$-Komponenten. Eine anschließende Clarke-Transformation dieser Leistung in $\alpha\beta 0$-Koordinaten ergibt:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} p_{\mathrm{af},\alpha} \\ p_{\mathrm{af},\beta} \\ p_{\mathrm{af},0} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} p_{\mathrm{af},1} \\ p_{\mathrm{af},2} \\ p_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} + u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{g},\beta} - u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{g},\alpha} - u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{hs},\beta} \\ u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{g},\beta} + u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{g},\alpha} - u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{hs},\beta} - u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} + u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{hs},\beta} - u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{g},\alpha} - u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} - u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{g},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{hs},\beta} - u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{g},\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{3.24}$$

Die Gleichtaktkomponente $p_{\mathrm{af},0}$ der Leistung aus Gleichung (3.24) führt zu einer gleichmäßigen Energieänderung in allen Phasen und damit zu einer Änderung der im aktiven Filter gespeicherten Gesamtenergie $w_{\mathrm{af},0}$. Demgegenüber kann

die $\alpha\beta$-Leistung $\boldsymbol{p}_{\mathbf{af,\alpha\beta}} = [p_{\mathrm{af,\alpha}}\ p_{\mathrm{af,\beta}}]^{\mathrm{T}}$ eine unterschiedliche Energieverteilung $\boldsymbol{w}_{\mathbf{af,\alpha\beta}} = [w_{\mathrm{af,\alpha}}\ w_{\mathrm{af,\beta}}]^{\mathrm{T}}$ in den drei Phasen des aktiven Filters verursachen oder diese ausgleichen:

$$\begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,\alpha}} \\ w_{\mathrm{af,\beta}} \\ w_{\mathrm{af,0}} \end{bmatrix} = \mathbf{C} \cdot \begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,1}} \\ w_{\mathrm{af,2}} \\ w_{\mathrm{af,3}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,t0,\alpha}} \\ w_{\mathrm{af,t0,\beta}} \\ w_{\mathrm{af,t0,0}} \end{bmatrix} + \int_{t_0}^{t} \begin{bmatrix} p_{\mathrm{af,\alpha}} \\ p_{\mathrm{af,\beta}} \\ p_{\mathrm{af,0}} \end{bmatrix} \mathrm{d}t \tag{3.25}$$

Darin berechnet sich die zum Zeitpunkt t_0 im aktiven Filter gespeicherte Energie nach Gleichung (3.26):

$$\begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,t0,\alpha}} \\ w_{\mathrm{af,t0,\beta}} \\ w_{\mathrm{af,t0,0}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,t0,1}} - \frac{w_{\mathrm{af,t0,2}}}{2} - \frac{w_{\mathrm{af,t0,3}}}{2} \\ \frac{w_{\mathrm{af,t0,2}}}{\sqrt{3}} - \frac{w_{\mathrm{af,t0,3}}}{\sqrt{3}} \\ \frac{w_{\mathrm{af,t0,1}}}{3} + \frac{w_{\mathrm{af,t0,2}}}{3} + \frac{w_{\mathrm{af,t0,3}}}{3} \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

Die Gleichtaktkomponente $w_{\mathrm{af,0}}$ aus Gleichung (3.25) entspricht in diesem Kontext dem Mittelwert der in den Phasen des aktiven Filters gespeicherten Energie:

$$w_{\mathrm{af,0}} = \frac{1}{3} \left(w_{\mathrm{af,1}} + w_{\mathrm{af,2}} + w_{\mathrm{af,3}} \right) \tag{3.27}$$

Der Einfluss der $\alpha\beta$-Leistung $\boldsymbol{p}_{\mathbf{af,\alpha\beta}}$ auf die Energieverteilung in den Phasen des aktiven Filters kann auch anhand Abbildung 3.5 nachvollzogen werden. Die Projektion des Raumzeigers $\underline{w}_{\mathrm{af,\alpha\beta}}$, der nach Gleichung (3.25) die Energieverteilung im aktiven Filter zu einem bestimmten Zeitpunkt darstellt, auf die Achsen des 123-Koordinatensystems ergibt die Abweichung der in einer Phase gespeicherten Energie $\tilde{\boldsymbol{w}}_{\mathbf{af}}$ vom Mittelwert der in allen drei Phasen gespeicherten Energie $w_{\mathrm{af,0}}$:

$$\begin{bmatrix} \tilde{w}_{\mathrm{af,1}} \\ \tilde{w}_{\mathrm{af,2}} \\ \tilde{w}_{\mathrm{af,3}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{\mathrm{af,1}} - w_{\mathrm{af,0}} \\ w_{\mathrm{af,2}} - w_{\mathrm{af,0}} \\ w_{\mathrm{af,3}} - w_{\mathrm{af,0}} \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

Für den in Abbildung 3.5 angenommenen Energiezustand folgt daraus, dass die in den Phasen 1 und 2 gespeicherten Energien deutlich über dem Mittelwert liegen, während der Energieinhalt von Phase 3 deutlich zu gering ist. Diese unsymmetrische Energieverteilung kann durch eine $\alpha\beta$-Leistungskomponente ausgeglichen werden, deren Raumzeiger $\underline{p}_{\mathrm{af,\alpha\beta}}$ mit einer der Summe von 180° und dem Winkel φ_{w} des Energieraumzeigers entsprechenden Phasenlage in der komplexen $\alpha\beta$-Ebene in die entgegengesetzte Richtung zum Energieraumzei-

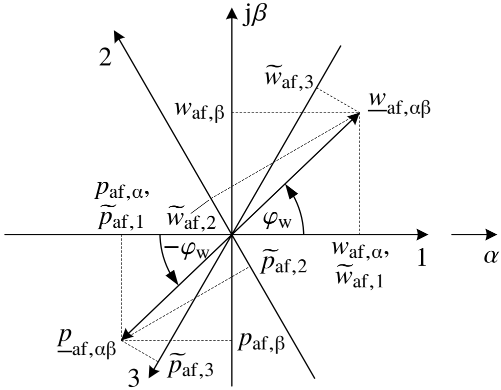


Abbildung 3.5: Raumzeigerdarstellung einer Leistungskomponente zum Ausgleich einer unsymmetrischen Energieverteilung im aktiven Filter.

ger $\underline{w}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ zeigt. Die Projektionen des Leistungsraumzeigers auf die Achsen des 123-Koordinatensystems entsprechen den Differenzen $\widetilde{\boldsymbol{p}}_{\mathbf{af}}$ der jeweiligen Phasenleistungen $\boldsymbol{p}_{\mathbf{af}}$ zur mittleren Leistung $p_{\mathrm{af},0}$ aller Phasen:

$$\begin{bmatrix} \widetilde{p}_{\mathrm{af},1} \\ \widetilde{p}_{\mathrm{af},2} \\ \widetilde{p}_{\mathrm{af},3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\mathrm{af},1} - p_{\mathrm{af},0} \\ p_{\mathrm{af},2} - p_{\mathrm{af},0} \\ p_{\mathrm{af},3} - p_{\mathrm{af},0} \end{bmatrix} \tag{3.29}$$

Eine Leistungskomponente $\underline{p}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ gemäß Abbildung 3.5 führt folglich zu einer negativen Leistung in den Phasen 1 und 2 sowie zu einer positiven Leistung in Phase 3. Unter Berücksichtigung der in Abbildung 3.2 gewählten Zählpfeilrichtungen der Ströme und Spannungen des aktiven Filters resultiert daraus eine Energieaufnahme in Phase 3 und eine Energieabgabe der Phasen 1 und 2, wodurch sich die Unsymmetrie der Energieverteilung verringert. Dies zeigt ferner die durch Gleichung (3.25) beschriebene Trajektorie des Energieraumzeigers, die in Richtung des entgegengesetzten Leistungsraumzeigers verläuft und somit zu einer Betragsabnahme von $\underline{w}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ führt. Der Betrag des Leistungsraumzeigers bestimmt dabei die Änderungsrate der Energieverteilung und folglich die Zeitdauer bis zum Erreichen einer symmetrischen Energieverteilung, für die sich der Energieraumzeiger im Ursprung der komplexen $\alpha\beta$-Ebene befindet.

3.2 Leistungsaustausch durch Grundschwingungsgrößen

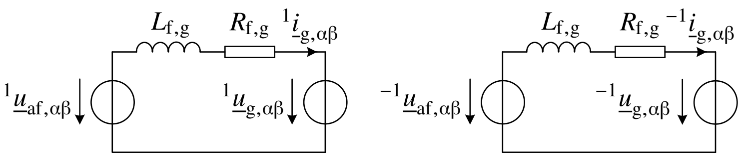
In diesem Abschnitt erfolgt die Herleitung des auf Grundschwingungsgrößen basierenden Leistungsaustauschs zwischen Netz, aktivem Filter und Hauptstromrichter. Um für den im vorherigen Abschnitt beschriebenen Ausgleich von unsymmetrischen Energieverteilungen Freiheitsgrade bereitzustellen und die Auswirkungen von unsymmetrischen Netzbedingungen auf das Stromrichterverhalten zu untersuchen, werden dabei neben den elektrischen Größen des Mitsystems auch Ströme und Spannungen des Gegen- und Nullsystems berücksichtigt.

3.2.1 Netzseite

Die Untersuchungen der Netzseite, die durch das in Abschnitt 3.1.2 hergeleitete Modell beschrieben wird und das aktive Filter, die netzseitige Filterdrossel sowie die als Netzspannung definierte Klemmenspannung des dreiphasigen Transformators umfasst, erfolgen anhand der Ersatzschaltbilder des Mit- und Gegensystems in Abbildung 3.6. Unter der Annahme einer unverzerrten Netzspannung stellen Ströme und Spannungen mit Grundschwingungsfrequenz auf der Netzseite die einzige Möglichkeit für den Austausch von Wirk- und Grundschwingungsblindleistung dar, weshalb die in diesem Abschnitt abgeleiteten Leistungskomponenten die Grundlage für den netzseitigen Regelungsentwurf darstellen.

Leistungskomponenten des Mitsystems

Da das Mitsystem im Gegensatz zu einem möglichen Gegen- oder Nullsystem an jedem Netzanschlusspunkt Teil der Netzspannung ist, eignet es sich für den Entwurf einer von den Netzbedingungen weitgehend unabhängigen Re-



(a) Mitsystem (b) Gegensystem

Abbildung 3.6: Netzseitige Ersatzschaltbilder des Mit- und Gegensystems.

gelstrategie. Das Mitsystem der Netzspannung wird in $\alpha\beta$-Koordinaten gemäß Gleichung (3.30) definiert:

$$\begin{bmatrix} {}^{1}u_{\mathrm{g},\alpha} \\ {}^{1}u_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = {}^{1}\hat{u}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{\mathrm{g}} t) \\ \sin(\omega_{\mathrm{g}} t) \end{bmatrix} \tag{3.30}$$

Darin bezeichnet ω_{g} die Kreisfrequenz der Netzspannung in Abhängigkeit der Netzfrequenz f_{g}:

$$\omega_{\mathrm{g}} = 2\pi f_{\mathrm{g}} \tag{3.31}$$

Zur Einspeisung eines Netzstroms ist vom aktiven Filter eine Mitsystemspannung zu erzeugen:

$$\begin{bmatrix} {}^{1}u_{\mathrm{af},\alpha} \\ {}^{1}u_{\mathrm{af},\beta} \end{bmatrix} = {}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af,u}}) \\ \sin(\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af,u}}) \end{bmatrix} \tag{3.32}$$

Entsprechend dem $\alpha\beta$-Ersatzschaltbild in Abbildung 3.6(a) resultiert aus den Spannungen von Netz und aktivem Filter aus den Gleichungen (3.30) und (3.32) ein Mitsystem-Spannungsabfall über der netzseitigen Filterimpedanz, der zu einem Mitsystem des Netzstroms führt:

$$\begin{bmatrix} {}^{1}i_{\mathrm{g},\alpha} \\ {}^{1}i_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = {}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{g,i}}) \\ \sin(\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{g,i}}) \end{bmatrix} \tag{3.33}$$

Einsetzen von aktiver Filterspannung und Netzstrom in Gleichung (3.24) und zu null setzen der zunächst nicht berücksichtigten Größen liefert die netzseitigen Leistungskomponenten des Mitsystems:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{I},\alpha} \\ p_{\mathrm{I},\beta} \\ p_{\mathrm{I},0} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{g},\beta} - u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{g},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{g},\beta} + u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{g},\alpha} \\ -u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{g},\alpha} - u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = -\frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af,u}} + \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) \\ \sin\left(2\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af,u}} + \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) \\ \cos\left(\varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.34}$$

Gleichung (3.34) ist zu entnehmen, dass die Mitsysteme von Netzstrom und aktiver Filterspannung lediglich einen Blindanteil der $\alpha\beta$-Leistung $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\boldsymbol{\alpha\beta}}$ verursachen, der mit der doppelten Netzfrequenz schwingt. Diese Leistungskomponente führt aufgrund des zeitlichen Mittelwerts von null zu keiner Veränderung der mittleren Energieverteilung des aktiven Filters. Demgegenüber weist die Gleichtaktkomponente $p_{\mathrm{I},0}$ einen Gleichanteil auf, dessen Betrag durch Amplitude sowie Phasenverschiebung von aktiver Filterspannung und Netzstrom bestimmt wird und der in Abhängigkeit von diesen Parametern zu einer gleichmäßigen Ener-

gieabnahme oder -aufnahme der Phasen des aktiven Filters führt. Da Amplitude und Phasenlage des Netzstroms typischerweise durch die Anwendung bestimmt werden und Amplitude und Phasenlage der aktiven Filterspannung daher ebenfalls vorgegeben sind, stellt $p_{\mathrm{I},0}$ eine nicht beeinflussbare Leistungskomponente dar. Die netzseitige Leistungskomponente des Mitsystems zeigt, dass das aktive Filter beim Betrieb ohne den Hauptstromrichter die in das Netz eingespeiste Leistung liefern würde. Diese setzt sich nach Gleichung (3.34) aus einem Wechselanteil $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\alpha\beta}$ und einem Gleichanteil $p_{\mathrm{I},0}$ zusammen, die u.a. eine hohe Strombelastung des aktiven Filters verursachen würden. Aufgrund der nicht vorhandenen Gleichspannungsversorgung würde der Gleichanteil darüber hinaus zu einer vollständigen Entladung oder einer stetigen Aufladung des aktiven Filters führen. Um die im aktiven Filter gespeicherte Energie dennoch konstant halten zu können und einen Betrieb zu ermöglichen, bei dem das aktive Filter idealerweise nur Stromoberschwingungen kompensiert, ist die Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\alpha\beta0}$ durch den Hauptstromrichter auszugleichen.

Leistungskomponenten des Gegensystems

In der praktischen Anwendung von netzseitigen Stromrichtern können nichtideale Netzbedingungen z.B. in Form von Spannungsunsymmetrien auftreten, die bei der Auslegung und dem Regelungsentwurf zu beachten sind. Zur Untersuchung des Einflusses auf das Stromrichterverhalten werden mögliche Unsymmetrien durch ein Gegensystem der Netzspannung im Ersatzschaltbild in Abbildung 3.6(b) berücksichtigt, das durch Gleichung (3.35) beschrieben werden kann:

$$\begin{bmatrix} {}^{-1}u_{\mathrm{g},\alpha} \\ {}^{-1}u_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = {}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{g,u},-1}) \\ \sin(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{g,u},-1}) \end{bmatrix} \tag{3.35}$$

Um unter diesen Rahmenbedingungen dennoch einen symmetrischen dreiphasigen Strom ohne Gegensystem einspeisen zu können, ist durch das aktive Filter ebenfalls eine Gegensystemspannung bereitzustellen:

$$\begin{bmatrix} {}^{-1}u_{\mathrm{af},\alpha} \\ {}^{-1}u_{\mathrm{af},\beta} \end{bmatrix} = {}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}} \begin{bmatrix} \cos(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af,u},-1}) \\ \sin(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af,u},-1}) \end{bmatrix} \tag{3.36}$$

Diese zusätzliche Spannungskomponente des aktiven Filters führt in Verbindung mit dem eingespeisten Mitsystem des Netzstroms aus Gleichung (3.33) zur Leistung in Gleichung (3.37).

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{II},\alpha} \\ p_{\mathrm{II},\beta} \\ p_{\mathrm{II},0} \end{bmatrix} = -\frac{{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-\varphi_{\mathrm{af,u,-1}} - \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) \\ \sin\left(-\varphi_{\mathrm{af,u,-1}} - \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) \\ \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u,-1}} + \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.37}$$

Für den Fall, dass die Gegensystemspannungen von Netz und aktivem Filter in den Gleichungen (3.35) und (3.36) nicht vollständig übereinstimmen, ist ferner ein Gegensystem des netzseitigen Stroms zu erwarten:

$$\begin{bmatrix} {}^{-1}i_{\mathrm{g},\alpha} \\ {}^{-1}i_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = {}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}) \\ \sin(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}) \end{bmatrix} \tag{3.38}$$

Dieser verursacht mit der Mitsystemspannung des aktiven Filters aus Gleichung (3.32) eine weitere Leistungskomponente:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{III},\alpha} \\ p_{\mathrm{III},\beta} \\ p_{\mathrm{III},0} \end{bmatrix} = -\frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-\varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}\right) \\ \sin\left(-\varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}\right) \\ \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.39}$$

Es ist zu erkennen, dass die $\alpha\beta$-Leistungen von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{II},\alpha\beta0}$ und $\boldsymbol{p}_{\mathbf{III},\alpha\beta0}$ Wirkanteile aufweisen, die einen unsymmetrischen Energieaustausch der Phasen des aktiven Filters verursachen. Um auch bei Verwendung eines Hilfsstromrichters mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen einen stabilen Betrieb durch eine symmetrische Energieverteilung sicherzustellen, ist ein Ausgleich dieser Wirkanteile durch andere Leistungskomponenten erforderlich.
Die Gegensysteme von Netzstrom und aktiver Filterspannung ergeben die letzte Leistungskomponente des Gegensystems:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{IV},\alpha} \\ p_{\mathrm{IV},\beta} \\ p_{\mathrm{IV},0} \end{bmatrix} = -\frac{{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u,-1}} - \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}\right) \\ \sin\left(2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u,-1}} - \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}\right) \\ \cos\left(\varphi_{\mathrm{af,u,-1}} - \varphi_{\mathrm{g,i,-1}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.40}$$

Die Gegensysteme von Netzstrom und aktiver Filterspannung führen in gleicher Weise wie deren Mitsysteme in Gleichung (3.34) durch die Gleichtaktkomponente $p_{\mathrm{IV},0}$ zu einer Änderung der im aktiven Filter gespeicherten Gesamtenergie. Aufgrund der deutlich geringeren Amplituden der Gegensystemkomponenten ist jedoch zu erwarten, dass der Einfluss von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{IV},\alpha\beta0}$ gegenüber der Leistungskomponente des Mitsystems $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\alpha\beta0}$ vernachlässigbar ist. Für den Fall, dass $p_{\mathrm{IV},0}$ z.B. in transienten Arbeitspunkten oder Fehlerfällen zu einer Änderung der im

aktiven Filter gespeicherten Energie führen sollte, ist diese Leistungskomponente ebenfalls durch den Hauptstromrichter auszugleichen.

Leistungskomponenten des Nullsystems

Gegenüber den Mit- und Gegensystemgrößen des Grundschwingungsmodells, die definitionsgemäß elektrische Größen mit Grundschwingungsfrequenz darstellen, kann das Nullsystem im Allgemeinen eine beliebige Form aufweisen. Im netzseitigen Nullsystem können sich gemäß dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.3(b) aufgrund der nicht angeschlossenen Sternpunkte keine Ströme ausbilden, sodass die Gleichtaktspannung des aktiven Filters den Netzstrom nicht beeinflusst und als Freiheitsgrad für die Stromrichterregelung zur Verfügung steht. Die Gleichtaktspannung kann verwendet werden, um die Energieverteilung in den Phasen des aktiven Filters zu verändern oder dessen linearen Aussteuerbereich zu erhöhen. Letzteres erfordert jedoch höherfrequente Gleichtaktspannungen wie z.B. eine dritte Harmonische [B13], deren Einfluss in Abschnitt 3.3.2 untersucht wird.
Eine Änderung der Energieverteilung im aktiven Filter erfordert einen Wirkanteil der $\alpha\beta$-Leistung $\boldsymbol{p}_{\mathbf{af},\boldsymbol{\alpha\beta}}$. Im Hinblick auf die Verwendung einer Regelung mit einer möglichst geringen Bandbreite wird angestrebt, diese Leistungskomponente durch einen Grundschwingungsstrom und die Gleichtaktspannung des aktiven Filters zu bilden. Dies kann durch eine sinusförmige Gleichtaktspannung mit Netzfrequenz erreicht werden, deren Frequenz folglich derjenigen der Grundschwingungsströme entspricht:

$$ {}^{1}u_{\mathrm{af},0} = {}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af},0} \cos(\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af},0}) \tag{3.41} $$

In Verbindung mit dem Netzstrom aus Gleichung (3.33) führt diese Gleichtaktspannung nach Einsetzen in Gleichung (3.24) zur $\alpha\beta0$-Leistungskomponente in Gleichung (3.42):

$$ \begin{bmatrix} p_{\mathrm{V},\alpha} \\ p_{\mathrm{V},\beta} \\ p_{\mathrm{V},0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{g},\alpha} \\ -u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{g},\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.42} $$

$$ = -\frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af},0}\,{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) + \cos\left(\varphi_{\mathrm{g,i}} - \varphi_{\mathrm{af},0}\right) \\ \sin\left(2\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{g,i}}\right) + \sin\left(\varphi_{\mathrm{g,i}} - \varphi_{\mathrm{af},0}\right) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.43} $$

Darin ist zu erkennen, dass die $\alpha\beta$-Leistung $\boldsymbol{p}_{\mathbf{V},\boldsymbol{\alpha\beta}}$ einen Blind- und einen Wirkanteil aufweist. Während der Blindanteil wie im Fall von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\boldsymbol{\alpha\beta}}$ mit der doppelten

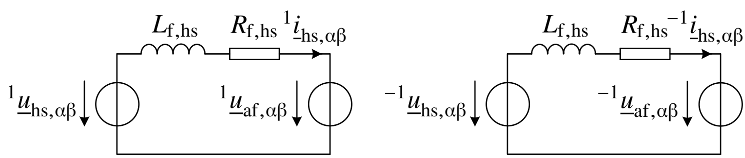
Netzfrequenz schwingt und im zeitlichen Mittel zu keinem Energieaustausch zwischen den Phasen führt, ermöglicht der Wirkanteil eine Veränderung der Energieverteilung im aktiven Filter. Da die Nullkomponente $p_{\mathrm{V},0}$ gemäß Gleichung (3.42) null ist, bedingt die von Netzstrom und Gleichtaktspannung des aktiven Filters hervorgerufene Leistungskomponente keinen Energieaustausch zwischen Netz und aktivem Filter.
Bei Auftreten eines Gegensystems im Netzstrom ergibt sich die zusätzliche Leistungskomponente des Nullsystems in Gleichung (3.44).

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{VI},\alpha} \\ p_{\mathrm{VI},\beta} \\ p_{\mathrm{VI},0} \end{bmatrix} = -\frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af},0}\,{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{g,i},-1}\right) + \cos\left(\varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{g,i},-1}\right) \\ \sin\left(-2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{g,i},-1}\right) + \sin\left(\varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{g,i},-1}\right) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.44}$$

Die $\alpha\beta$-Leistung $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VI},\alpha\beta}$ weist ebenfalls einen Blind- und einen Wirkanteil auf. Da diese Leistungskomponente allerdings durch ein Gegensystem des Netzstroms hervorgerufen wird, welches in der Regel zu vermeiden ist und dessen Amplitude gegenüber dem Mitsystem daher sehr gering ist, wird der Einfluss von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VI},\alpha\beta}$ auf die Energieverteilung im aktiven Filter im stationären Betrieb als vernachlässigbar angenommen.

3.2.2 Stromrichterseite

Aufgrund der impedanzlosen Anbindung des Hilfsstromrichters an die Lastleistung wird der Netzstrom, wie bereits in Abschnitt 3.1 beschrieben, nicht durch die elektrischen Größen des Hauptstromrichters beeinflusst. Die Ströme und Spannungen des Hauptstromrichters können folglich beliebig vorgegeben und dazu eingesetzt werden, die Belastung des aktiven Filters zu minimieren und auf die Reduktion von Oberschwingungen zu begrenzen. Dies kann durch die Kompensation möglichst vieler der in Abschnitt 3.2.1 abgeleiteten Leistungs-



(a) Mitsystem (b) Gegensystem

Abbildung 3.7: Stromrichterseitige Ersatzschaltbilder des Mit- und Gegensystems.

komponenten erreicht werden, die infolge des anwendungsbedingten netzseitigen Leistungsaustauschs auf das aktive Filter einwirken. Die dafür zur Verfügung stehenden Leistungskomponenten der Stromrichterseite werden im Folgenden für das Mit-, Gegen- und Nullsystem hergeleitet.

Leistungskomponenten des Mitsystems

Das stromrichterseitige Ersatzschaltbild des Mitsystems ist in Abbildung 3.7(a) dargestellt. Darin kann die Ausgangsspannung des aktiven Filters ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ als vorgegeben angenommen werden, da diese unter Annahme einer starren Netzspannung den ins Netz eingeprägten Strom definiert. Folglich kann durch die Ausgangsspannung des Hauptstromrichters ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{hs},\alpha\beta}$ ein Mitsystem-Spannungsabfall über der stromrichterseitigen Filterimpedanz erzeugt werden, der ein Mitsystem des Hauptstromrichterstroms hervorruft:

$$\begin{bmatrix} {}^{1}i_{\mathrm{hs},\alpha} \\ {}^{1}i_{\mathrm{hs},\beta} \end{bmatrix} = {}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{hs,i}}) \\ \sin(\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{hs,i}}) \end{bmatrix} \tag{3.45}$$

Mit dem Mitsystem der aktiven Filterspannung in Gleichung (3.32) ergibt sich durch Einsetzen in Gleichung (3.24) die stromrichterseitige Leistungskomponente des Mitsystems:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{VII},\alpha} \\ p_{\mathrm{VII},\beta} \\ p_{\mathrm{VII},0} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} - u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{hs},\beta} \\ -u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{hs},\beta} - u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},\alpha}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} + u_{\mathrm{af},\beta}\, i_{\mathrm{hs},\beta} \end{bmatrix} = \frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) \\ \sin\left(-2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) \\ \cos\left(\varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.46}$$

Da sich der Ausgangsstrom des aktiven Filters entsprechend dem Knotensatz in Gleichung (3.19) aus der Differenz von Hauptstromrichter- und Netzstrom zusammensetzt, stimmt die Struktur der stromrichterseitigen Leistungskomponente des Mitsystems $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VII},\alpha\beta0}$ erwartungsgemäß mit der Struktur der negierten netzseitigen Leistungskomponente des Mitsystems $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\alpha\beta0}$ in Gleichung (3.34) überein. Aus diesem Grund ist $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VII},\alpha\beta}$ sehr gut geeignet, den Einfluss von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{I},\alpha\beta}$ zu verringern und somit die Belastung des aktiven Filters zu reduzieren. Durch Gleichsetzen der Amplituden ${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}} = {}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ und Phasenlagen $\varphi_{\mathrm{hs,i}} = \varphi_{\mathrm{g,i}}$ von Hauptstromrichter- und Netzstrom kann unter idealen Bedingungen eine vollständige Kompensation der netzseitigen Leistungskomponente erreicht werden. In diesem Fall führt das aktive Filter gemäß dem Knotensatz in Gleichung (3.19) keinen Grundschwingungsstrom und liefert somit weder Wirk- noch Grundschwingungsblindleistung. Eine geringfügige Variation der Amplitude des Hauptstromrichterstroms führt

u.a. zu einer aus der Ungleichheit der stromrichter- und netzseitigen Gleichtaktkomponenten $p_{\mathrm{VII},0}$ und $p_{\mathrm{I},0}$ resultierenden Differenzleistung, die in einer praktischen Realisierung zur Verlustdeckung des aktiven Filters eingesetzt werden kann.

Leistungskomponenten des Gegensystems

Die Entkopplung vom Netzstrom ermöglicht auf der Stromrichterseite die Verwendung eines Gegensystems als zusätzlichen Freiheitsgrad für den Energieaustausch zwischen Hauptstromrichter und aktivem Filter. Dem stromrichterseitigen Ersatzschaltbild des Gegensystems in Abbildung 3.7(b) ist zu entnehmen, dass durch ein Gegensystem der Hauptstromrichterspannung ein Gegensystem des Hauptstromrichterstroms erzeugt werden kann:

$$\begin{bmatrix} {}^{-1}i_{\mathrm{hs},\alpha} \\ {}^{-1}i_{\mathrm{hs},\beta} \end{bmatrix} = {}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}} \begin{bmatrix} \cos(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}) \\ \sin(-\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}) \end{bmatrix} \tag{3.47}$$

Durch Einsetzen in Gleichung (3.24) ergibt sich die gemeinsam mit der aktiven Filterspannung aus Gleichung (3.32) generierte Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VIII},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{VIII},\alpha} \\ p_{\mathrm{VIII},\beta} \\ p_{\mathrm{VIII},0} \end{bmatrix} = \frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-\varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}\right) \\ \sin\left(-\varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}\right) \\ \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af,u}} - \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}\right) \end{bmatrix} \tag{3.48}$$

Es ist zu erkennen, dass durch ein Gegensystem des Hauptstromrichterstroms ein Wirkanteil der $\alpha\beta$-Leistung hervorgerufen wird. Diese ermöglicht eine Symmetrierung der Energieverteilung in den Phasen des aktiven Filters ohne Beeinflussung der mittleren gespeicherten Gesamtenergie. Ferner eignet sich diese Leistungskomponente dazu, die durch ein Gegensystem des Netzstroms hervorgerufene und strukturell identische Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{III},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$ aus Gleichung (3.39) auszugleichen. Hinsichtlich der regelungstechnischen Verwendung von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VIII},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$ ist jedoch zu beachten, dass diese eine Kommunikationsschnittstelle zwischen Haupt- und Hilfsstromrichter erfordert und diese Leistungskomponente daher nicht in einem entkoppelt betriebenen spannungseinprägenden aktiven Filter eingesetzt werden kann.

Bei unsymmetrischen Netzbedingungen stellt das aktive Filter gemäß Abschnitt 3.2.1 zur Vermeidung eines unsymmetrischen Netzstroms eine Gegensystemspannung, die in Abbildung 3.7(b) berücksichtigt ist. Diese bildet zusammen mit dem Mitsystem des Hauptstromrichterstroms die Leistungskomponente in Gleichung (3.49).

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{IX},\alpha} \\ p_{\mathrm{IX},\beta} \\ p_{\mathrm{IX},0} \end{bmatrix} = \frac{{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-\varphi_{\mathrm{af,u},-1} - \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) \\ \sin\left(-\varphi_{\mathrm{af,u},-1} - \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) \\ \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u},-1} + \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) \end{bmatrix} \tag{3.49}$$

Die Gegensysteme von Hauptstromrichterstrom und aktiver Filterspannung ergeben $\boldsymbol{p}_{\mathbf{X},\alpha\beta0}$:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{X},\alpha} \\ p_{\mathrm{X},\beta} \\ p_{\mathrm{X},0} \end{bmatrix} = \frac{{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}\,{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u},-1} - \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}\right) \\ \sin\left(2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,u},-1} - \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}\right) \\ \cos\left(\varphi_{\mathrm{af,u},-1} - \varphi_{\mathrm{hs,i},-1}\right) \end{bmatrix} \tag{3.50}$$

Die Strukturen von $\boldsymbol{p}_{\mathbf{IX},\alpha\beta0}$ und $\boldsymbol{p}_{\mathbf{X},\alpha\beta0}$ entsprechen wie zu erwarten den Strukturen der zugehörigen netzseitigen Leistungskomponenten aus den Gleichungen (3.37) und (3.40). Aus diesem Grund eignen sie sich zum Ausgleich dieser Leistungskomponenten $\boldsymbol{p}_{\mathbf{II},\alpha\beta0}$ und $\boldsymbol{p}_{\mathbf{IV},\alpha\beta0}$, die durch den Betrieb des Stromrichtersystems an einem unsymmetrischen Netz verursacht werden.

Leistungskomponenten des Nullsystems

Weitere stromrichterseitige Leistungskomponenten ergeben sich durch Einsetzen des Hauptstromrichterstroms und der Gleichtaktspannung des aktiven Filters in Gleichung (3.24). Für das Mitsystem des Hauptstromrichters folgt für eine Gleichtaktspannung mit Grundschwingungsfrequenz aus Gleichung (3.41):

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{XI},\alpha} \\ p_{\mathrm{XI},\beta} \\ p_{\mathrm{XI},0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{hs},\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.51}$$

$$= \frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af},0}\,{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(2\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) + \cos\left(\varphi_{\mathrm{hs,i}} - \varphi_{\mathrm{af},0}\right) \\ \sin\left(2\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0} + \varphi_{\mathrm{hs,i}}\right) + \sin\left(\varphi_{\mathrm{hs,i}} - \varphi_{\mathrm{af},0}\right) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.52}$$

Es ist zu erkennen, dass die Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{XI},\alpha\beta0}$ ebenfalls aufgrund der identischen Struktur zur Kompensation der entsprechenden netzseitigen Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{V},\alpha\beta0}$ eingesetzt werden kann. Dies kann wie bereits beschrieben durch eine Angleichung der Amplituden und Phasenlagen von Hauptstromrichter- und Netzstrom erreicht werden. Hinsichtlich einer praktischen Realisierung ist dabei zu beachten, dass in einem Hilfsstromrichter mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen zu einem bestimmten Zeitpunkt zwar die gespeicherte Gesamtenergie ihrem Sollwert entsprechen kann, gleichzeitig aber eine ungleichmäßige Energieverteilung in den Phasen des aktiven Filters möglich ist. In

diesem Fall könnte durch eine Amplitudenvariation des Hauptstromrichterstroms entsprechend Gleichung (3.51) zwar eine Veränderung der mittleren Energieverteilung erreicht werden, wodurch allerdings gemäß Gleichung (3.46) zeitgleich eine unbeabsichtigte Änderung der im aktiven gespeicherten Gesamtenergie verursacht würde. Um dies zu vermeiden ist zusätzlich zur Amplitude auch die Phasenlage des Hauptstromrichterstroms in dem Maße zu variieren, sodass der Wirkanteil des aktiven Filterstroms trotz veränderter Amplitude konstant bleibt. Durch den zusätzlich erzeugten Grundschwingungsblindstrom des aktiven Filters kann gemäß Gleichung (3.52) bei gleichzeitiger Anpassung der Phasenlage der Gleichtaktspannung eine Variation der $\alpha\beta$-Leistung ohne Beeinflussung der gespeicherten Gesamtenergie erreicht werden.
Für das Gegensystem des Hauptstromrichterstroms ergibt sich mit einer Gleichtaktspannung mit Grundschwingungsfrequenz durch Einsetzen in Gleichung (3.51):

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{XII,\alpha}} \\ p_{\mathrm{XII,\beta}} \\ p_{\mathrm{XII,0}} \end{bmatrix} = \frac{{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,0}} + \varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}\right) + \cos\left(\varphi_{\mathrm{af,0}} + \varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}\right) \\ \sin\left(-2\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af,0}} + \varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}\right) + \sin\left(\varphi_{\mathrm{af,0}} + \varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}\right) \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.53}$$

Die resultierende $\alpha\beta0$-Leistung in Gleichung (3.53) weist einen Wirk- und einen Blindanteil der $\alpha\beta$-Komponente und keine Gleichtaktkomponente auf. Da $\boldsymbol{p}_{\mathbf{XII,\alpha\beta0}}$ von zwei ausschließlich zur Energiesymmetrierung eingesetzten Größen – der Gleichtaktspannung des aktiven Filters und dem Gegensystem des Hauptstromrichterstroms – gebildet wird und deren Beträge zugunsten einer hohen Ausnutzung und Effizienz des Stromrichters möglichst gering gewählt werden, sind von dieser Leistungskomponente vernachlässigbare Auswirkungen auf das Stromrichterverhalten zu erwarten. Im Fall eines unsymmetrischen dreiphasigen Netzstroms kann die Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{XII,\alpha\beta0}}$ ferner dazu beitragen, die durch das Gegensystem des Netzstroms verursachte Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VI,\alpha\beta0}}$ in Gleichung (3.44) auszugleichen.

3.3 Leistungsaustausch durch Harmonische

Im Netzbetrieb kann zusätzlich zu den im vorherigen Abschnitt untersuchten Grundschwingungsgrößen auch eine Beeinflussung des Stromrichterverhaltens durch harmonische Oberschwingungsgrößen auftreten. Weit verbreitete Ursachen hierfür stellen beispielsweise die Verwendung einer dritten Harmonischen als

Gleichtaktspannung von Stromrichtern oder Netzspannungsverzerrungen, z.B. bedingt durch leistungsstarke nichtlineare Lasten, dar, deren Auswirkungen auf den energetischen Zustand des aktiven Filters in diesem Abschnitt untersucht werden. Ferner könnten durch die Verwendung einer von der Grundschwingungsfrequenz verschiedenen Frequenz von Hauptstromrichterstrom und Gleichtaktspannung des aktiven Filters gemäß [E5–E7] weitere Leistungskomponenten für die Stromrichterregelung gebildet werden. Da dies jedoch eine höhere Regelbandbreite des Hauptstromrichters erfordert und gleichzeitig durch die Grundschwingungsgrößen bereits ausreichend Leistungskomponenten zur Verfügung stehen, wird dieser Ansatz im Rahmen dieser Arbeit nicht berücksichtigt.

3.3.1 Einfluss von Strom- und Spannungsverzerrungen

Unter realen Bedingungen können Strom- und Spannungsverzerrungen auftreten und zusätzliche auf das aktive Filter einwirkende Leistungskomponenten bilden. Auf der Stromrichterseite umfassen diese insbesondere die harmonischen Oberschwingungen des Hauptstromrichters, deren Kompensation durch das aktive Filter angestrebt wird und die sich daher prinzipbedingt auf den energetischen Zustand des Hilfsstromrichters auswirken. Auf der Netzseite stellen Netzspannungsverzerrungen eine mögliche Ursache dar, die zur Vermeidung einer Netzstromverzerrung durch das aktive Filter zu identifizieren und mit gleicher Amplitude und Phasenlage nachzubilden sind.
Da im Netzbetrieb zahlreiche Kombinationen von Strom- und Spannungsverzerrungen auftreten, erfolgt im Folgenden zur besseren Übersicht eine verallgemeinerte Berechnung der resultierenden Leistungskomponenten. Dafür werden mögliche harmonische Netzströme mit der harmonischen Ordnung $\nu = \{h \in \mathbb{Z}\}$ durch Gleichung (3.54) beschrieben:

$$\begin{bmatrix} {}^{\nu}i_{\mathrm{g},\alpha} \\ {}^{\nu}i_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = {}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos(\nu\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}) \\ \sin(\nu\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}) \end{bmatrix} \tag{3.54}$$

Zur Ausregelung von Netzharmonischen ist eine harmonische Ausgangsspannung des aktiven Filters mit der harmonischen Ordnung $\mu = \{h \in \mathbb{Z}\}$ erforderlich:

$$\begin{bmatrix} {}^{\mu}u_{\mathrm{af},\alpha} \\ {}^{\mu}u_{\mathrm{af},\beta} \end{bmatrix} = {}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}} \begin{bmatrix} \cos(\mu\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af,u},\mu}) \\ \sin(\mu\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af,u},\mu}) \end{bmatrix} \tag{3.55}$$

Damit erhält man die allgemeine Berechnungsvorschrift der daraus resultierenden Leistungskomponenten:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{XIII,\alpha}} \\ p_{\mathrm{XIII,\beta}} \\ p_{\mathrm{XIII,0}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af,\beta}}\, i_{\mathrm{g,\beta}} - u_{\mathrm{af,\alpha}}\, i_{\mathrm{g,\alpha}} \\ u_{\mathrm{af,\alpha}}\, i_{\mathrm{g,\beta}} + u_{\mathrm{af,\beta}}\, i_{\mathrm{g,\alpha}} \\ -u_{\mathrm{af,\alpha}}\, i_{\mathrm{g,\alpha}} - u_{\mathrm{af,\beta}}\, i_{\mathrm{g,\beta}} \end{bmatrix} \tag{3.56}$$

$$= -\frac{{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}\, {}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-(\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}} t - \varphi_{\mathrm{af,u},\mu} - \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ \sin\left(-(\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}} t - \varphi_{\mathrm{af,u},\mu} - \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ \cos\left((\mu-\nu)\,\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af,u},\mu} - \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \end{bmatrix} \tag{3.57}$$

Auf der Stromrichterseite können bedingt durch nichtideales Stromrichterverhalten oder durch harmonische Oberschwingungen in der Ausgangsspannung des aktiven Filters ebenfalls harmonische Ströme des Hauptstromrichters auftreten:

$$\begin{bmatrix} {}^{\nu}i_{\mathrm{hs,\alpha}} \\ {}^{\nu}i_{\mathrm{hs,\beta}} \end{bmatrix} = {}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}} \begin{bmatrix} \cos(\nu\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}) \\ \sin(\nu\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}) \end{bmatrix} \tag{3.58}$$

Mit der aktiven Filterspannung aus Gleichung (3.55) bilden diese die Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{XIV,\alpha\beta0}}$:

$$\begin{bmatrix} p_{\mathrm{XIV,\alpha}} \\ p_{\mathrm{XIV,\beta}} \\ p_{\mathrm{XIV,0}} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af,\alpha}}\, i_{\mathrm{hs,\alpha}} - u_{\mathrm{af,\beta}}\, i_{\mathrm{hs,\beta}} \\ -u_{\mathrm{af,\alpha}}\, i_{\mathrm{hs,\beta}} - u_{\mathrm{af,\beta}}\, i_{\mathrm{hs,\alpha}} \\ u_{\mathrm{af,\alpha}}\, i_{\mathrm{hs,\alpha}} + u_{\mathrm{af,\beta}}\, i_{\mathrm{hs,\beta}} \end{bmatrix} \tag{3.59}$$

$$= \frac{{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}\, {}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2} \begin{bmatrix} \cos\left(-(\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}} t - \varphi_{\mathrm{af,u},\mu} - \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}\right) \\ \sin\left(-(\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}} t - \varphi_{\mathrm{af,u},\mu} - \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}\right) \\ \cos\left((\mu-\nu)\,\omega_{\mathrm{g}} t + \varphi_{\mathrm{af,u},\mu} - \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}\right) \end{bmatrix} \tag{3.60}$$

Durch Einsetzen der harmonischen Ordnungen von Netzstrom und aktiver Filterspannung in die Gleichungen (3.57) und (3.60) lassen sich die von diesen Harmonischen gebildeten Leistungskomponenten berechnen. Es ist zu erkennen, dass die $\alpha\beta$-Leistungen für alle Kombinationen von μ und ν ausschließlich Blindanteile aufweisen. Die Gleichtaktkomponenten hingegen entsprechen bei gleichen harmonischen Ordnungen $\mu = \nu$ erwartungsgemäß Wirkleistungen, deren Betrag gegenüber den durch Grundschwingungen bedingten Leistungskomponenten jedoch als vernachlässigbar angenommen werden kann. Im Fall einer dennoch durch harmonische Oberschwingungen bedingten Änderung der im aktiven Filter gespeicherten Gesamtenergie ist ein Ausgleich z.B. durch die Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{VII,\alpha\beta0}}$ möglich. Eine Nutzung der Leistungskomponenten $\boldsymbol{p}_{\mathbf{XIII,\alpha\beta0}}$ und $\boldsymbol{p}_{\mathbf{XIV,\alpha\beta0}}$ wird wie bereits erwähnt hinsichtlich der Verwendung einer möglichst geringen Regelbandbreite vermieden.

3.3.2 Harmonische Gleichtaktspannungen

Neben dem in Abschnitt 3.2 beschriebenen Einsatz zur Veränderung der Energieverteilung im aktiven Filter kann die Gleichtaktspannung ferner z.B. durch das Modulationsverfahren zur Vergrößerung des linearen Aussteuerbereichs verwendet werden. Dies setzt voraus, dass eine symmetrische Energieverteilung auf die Phasen des aktiven Filters durch eine andere Leistungskomponente erreicht werden kann oder dass eine Stromrichtertopologie mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis als aktives Filter eingesetzt wird. Die Beschreibung einer allgemeinen harmonischen Gleichtaktspannung erfolgt in Abhängigkeit ihrer harmonischen Ordnung μ gemäß Gleichung (3.61):

$$^{\mu}u_{\mathrm{af},0} = {}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af},0}\cos(\mu\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0,\mu}) \tag{3.61}$$

Die von Netzstromharmonischen und der Gleichtaktspannung resultierenden $\alpha\beta0$-Leistungskomponenten erhält man durch Einsetzen in Gleichung (3.42):

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} p_{\mathrm{XV},\alpha} \\ p_{\mathrm{XV},\beta} \\ p_{\mathrm{XV},0}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{g},\alpha} \\ -u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{g},\beta} \\ 0\end{bmatrix} &= -\frac{^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af},0}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2}\begin{bmatrix}\cos\left((\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ \sin\left((\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ 0\end{bmatrix} \\ &\quad -\frac{^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af},0}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}}{2}\begin{bmatrix}\cos\left((\nu-\mu)\,\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ \sin\left((\nu-\mu)\,\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ 0\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{3.62}$$

Für die Stromrichterseite erhält man durch Einsetzen des harmonischen Hauptstromrichterstroms aus Gleichung (3.58) und der Gleichtaktkomponente in Gleichung (3.51) die Leistungskomponenten in Gleichung (3.63):

$$\begin{aligned}\begin{bmatrix} p_{\mathrm{XVI},\alpha} \\ p_{\mathrm{XVI},\beta} \\ p_{\mathrm{XVI},0}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{hs},\alpha} \\ u_{\mathrm{af},0}\, i_{\mathrm{hs},\beta} \\ 0\end{bmatrix} &= \frac{^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af},0}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2}\begin{bmatrix}\cos\left((\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}\right) \\ \sin\left((\mu+\nu)\,\omega_{\mathrm{g}}t + \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{hs,i},\nu}\right) \\ 0\end{bmatrix} \\ &\quad +\frac{^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af},0}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}}{2}\begin{bmatrix}\cos\left((\nu-\mu)\,\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ \sin\left((\nu-\mu)\,\omega_{\mathrm{g}}t - \varphi_{\mathrm{af},0,\mu} + \varphi_{\mathrm{g,i},\nu}\right) \\ 0\end{bmatrix}\end{aligned} \tag{3.63}$$

Die Gleichungen (3.62) und (3.63) zeigen, dass die durch die Gleichtaktspannung in Gleichung (3.61) hervorgerufenen Leistungen keine Nullkomponente und

lediglich bei gleichen harmonischen Ordnungen $\mu = \nu$ $\alpha\beta$-Wirkanteile aufweisen. Die in diesem Fall durch letztere verursachte Veränderung der Energieverteilung im aktiven Filter könnte z.B. durch Verwendung der Leistungskomponente $\boldsymbol{p}_{\mathbf{IX},\alpha\beta 0}$ ausgeglichen werden.

3.4 Zusammenfassung der Leistungskomponenten

Die in den Abschnitten 3.2 und 3.3 hergeleiteten Leistungskomponenten beschreiben den durch Grund- und Oberschwingungsgrößen hervorgerufenen Energieaustausch zwischen Hauptstromrichter, aktivem Filter bzw. Hilfsstromrichter und Netz. Im Netzbetrieb wird die im aktiven Filter gespeicherte Gesamtenergie sowie deren Verteilung auf die drei Phasen durch die Überlagerung einer Teil- oder der Gesamtmenge der Leistungskomponenten I-XVI bestimmt. In diesem Abschnitt werden die abgeleiteten Leistungskomponenten entsprechend ihrer Ursache und Wirkung zusammengefasst, um auf dieser Grundlage durch eine geeignete Stromrichterauslegung und den Regelungsentwurf einen stabilen und sicheren Betrieb der Stromrichterkonfiguration zu ermöglichen.
In Tabelle 3.1 sind die Energiequellen bzw. -senken, die zugrundeliegenden Spannungen und Ströme in $\alpha\beta$-Koordinaten sowie die $\alpha\beta$- und Gleichtaktanteile der Leistungskomponenten I-XVI dargestellt. Der Erhalt der im aktiven Filter gespeicherten Gesamtenergie sowie deren Verteilung auf die Phasen des Hilfsstromrichters erfordert ein Gleichgewicht der farblich hervorgehobenen Wirkanteile, während für die Einhaltung der physikalischen Stromrichtergrenzen zusätzlich der durch die schwarz dargestellten Blindanteile verursachte Energiehub sowie die resultierende Strombelastung zu berücksichtigen sind. Die Leistungskomponenten werden anhand der farblichen Kennzeichnung in vier Kategorien unterteilt:

- **Schwarz**: In dieser Kategorie sind alle Blindleistungskomponenten zusammengefasst. Diese führen im zeitlichen Mittel zu keiner Veränderung des Energiezustands des aktiven Filters und können daher nicht für dessen Energieregelung verwendet werden. Der durch diese Leistungskomponenten verursachte Energiehub sowie die resultierende Strombelastung sind jedoch zur Einhaltung der physikalischen Stromrichtergrenzen zu berücksichtigen.

- **Blau**: In dieser Kategorie sind die für den Betrieb der Stromrichterkonfiguration wichtigsten Wirkleistungskomponenten eingeordnet, die unabhängig

von den Netzbedingungen auftreten und durch die u.a. der Energieaustausch zwischen Netz und Hauptstromrichter erfolgt. Diese Leistungskomponenten ermöglichen den Entwurf einer Grundschwingungsregelung, die sowohl für einen gekoppelten Betrieb von Haupt- und Hilfsstromrichter sowie für ein entkoppelt betriebenes aktives Filter eingesetzt werden kann.

- **Türkis**: Diese durch einen Gegensystemstrom des Hauptstromrichters hervorgerufenen Wirkleistungskomponenten stellen hinsichtlich der Symmetrierung der Energieverteilung eine Alternative zur Gleichtaktspannung des aktiven Filters dar. Zusätzlich zur Implementierung einer Stromregelung des Gegensystems erfordert dies jedoch eine gekoppelte Regelung von Haupt- und Hilfsstromrichter, weshalb diese Leistungskomponenten nicht für den Regelungsentwurf für ein entkoppelt betriebenes aktives Filter geeignet sind.

- **Orange**: Diese Wirkleistungskomponenten treten bei unsymmetrischen Netzspannungen auf und stehen nicht als Freiheitsgrad für die Stromrichterregelung zur Verfügung. Die durch sie verursachten Veränderungen der gespeicherten Gesamtenergie und der Energieverteilung im aktiven Filter sind durch blaue oder türkise Leistungskomponenten auszugleichen. Im Fall einer gekoppelten Regelung von Haupt- und Hilfsstromrichter kann ferner die Herstellung eines Gleichgewichts der orangenen Leistungskomponenten angestrebt werden.

- **Rot**: Diese Kategorie umfasst die durch harmonische Strom- und Spannungsoberschwingungen gleicher Frequenz hervorgerufenen Wirkleistungskomponenten. Um eine möglichst geringe Regelbandbreite zu ermöglichen, werden diese ebenfalls nicht für die Stromrichterregelung berücksichtigt. Bei unerwünschtem Auftreten dieser Leistungskomponenten sind aufgrund der geringen Beträge der Strom- und Spannungsharmonischen vernachlässigbare Auswirkungen auf das aktive Filter zu erwarten, deren Kompensation bei Bedarf durch Leistungskomponenten der blauen oder türkisen Kategorie möglich ist.

Die blau markierte Leistungskomponente I entsteht durch die Einprägung eines Netzstroms und beeinflusst die im aktiven Filter gespeicherte Gesamtenergie. Auf der Stromrichterseite entspricht VII der äquivalenten Leistungskomponente, die aufgrund des Knotensatzes ein negatives Vorzeichen aufweist. Analog dazu ergeben sich die äquivalenten netz- und stromrichterseitigen Leistungskomponenten V und IX, die durch die netz- bzw. stromrichterseitigen Grundschwingungsströme und eine grundschwingungsfrequente Gleichtaktspannung des aktiven Filters hervorgerufen werden und die Energieverteilung auf dessen Phasen beeinflussen. Für den Betrieb mit gekoppelter Regelung von Haupt- und Hilfsstromrichter kann

Tabelle 3.1: Leistungskomponenten des aktiven Filters (Q.: Quelle, S.: Senke)

Nr.	Q./S.	$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}$	$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}$	$\boldsymbol{p}_{\mathbf{af},\alpha\beta}$	$p_{\mathrm{af},0}$
I	Netz	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}$	${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}+\varphi_{\mathrm{g,i}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{g,i}}$
II	Netz	${}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,-1}}$	${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i}}$	$-\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\varphi_{\mathrm{af,u,-1}}-\varphi_{\mathrm{g,i}}$	$-\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u,-1}}+\varphi_{\mathrm{g,i}}$
III	Netz	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}$	${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$
IV	Netz	${}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,-1}}$	${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u,-1}}-\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\varphi_{\mathrm{af,u,-1}}-\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$
V	Netz	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0}}$	${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0}}+\varphi_{\mathrm{g,i}}$ $\varphi_{\mathrm{g,i}}-\varphi_{\mathrm{af,0}}$	
VI	Netz	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0}}$	${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,0}}+\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$ $\varphi_{\mathrm{af,0}}+\varphi_{\mathrm{g,i,-1}}$	
VII	HS	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}$	${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i}}$	$\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{hs,i}}$	$\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{hs,i}}$
VIII	HS	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}$	${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}$	$-\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u}}-\varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}$

Nr.	Q./S.	$\boldsymbol{u}_{\alpha\beta}$	$\boldsymbol{i}_{\alpha\beta}$	$\boldsymbol{p}_{\mathbf{af},\alpha\beta}$	$p_{\mathrm{af},0}$
IX	HS	${}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,}-1}$	${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i}}$	$\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-\varphi_{\mathrm{af,u,}-1}-\varphi_{\mathrm{hs,i}}$	$\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u,}-1}+\varphi_{\mathrm{hs,i}}$
X	HS	${}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,}-1}$	${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i,}-1}$	$\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u,}-1}-\varphi_{\mathrm{hs,i,}-1}$	$\frac{1}{2}{}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\varphi_{\mathrm{af,u,}-1}-\varphi_{\mathrm{hs,i,}-1}$
XI	HS	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0}}$	${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i}}$	$\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $2\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0}}+\varphi_{\mathrm{hs,i}}$ $\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\varphi_{\mathrm{hs,i}}-\varphi_{\mathrm{af,0}}$	
XII	HS	${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$ $\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0}}$	${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i,}-1}$	$\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-2\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,0}}+\varphi_{\mathrm{hs,i,}-1}$ $\frac{1}{2}{}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\varphi_{\mathrm{af,0}}+\varphi_{\mathrm{hs,i,}-1}$	
XIII	Netz	${}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $\mu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,}\mu}$	${}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\nu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i,}\nu}$	$-\frac{1}{2}{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $-(\mu+\nu)\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u,}\mu}-\varphi_{\mathrm{g,i,}\nu}$	$-\frac{1}{2}{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $(\mu-\nu)\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,}\mu}-\varphi_{\mathrm{g,i,}\nu}$
XIV	HS	${}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}$ $\mu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,}\mu}$	${}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\nu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i,}\nu}$	$\frac{1}{2}{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $-(\mu+\nu)\omega_{\mathrm{g}}t-\varphi_{\mathrm{af,u,}\mu}-\varphi_{\mathrm{hs,i,}\nu}$	$\frac{1}{2}{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $(\mu-\nu)\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,u,}\mu}-\varphi_{\mathrm{hs,i,}\nu}$
XV	Netz	${}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$ $\mu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0,}\mu}$	${}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $\nu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{g,i,}\nu}$	$-\frac{1}{2}{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}$ $(\pm\mu+\nu)\omega_{\mathrm{g}}t\pm\varphi_{\mathrm{af,0,}\mu}+\varphi_{\mathrm{g,i,}\nu}$	
XVI	HS	${}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$ $\mu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{af,0,}\mu}$	${}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $\nu\omega_{\mathrm{g}}t+\varphi_{\mathrm{hs,i,}\nu}$	$\frac{1}{2}{}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}{}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$ $(\pm\mu+\nu)\omega_{\mathrm{g}}t\pm\varphi_{\mathrm{af,0,}\mu}+\varphi_{\mathrm{hs,i,}\nu}$	

stets eine dieser Leistungskomponenten durch einen Sollwert fest vorgegeben werden. Die verbleibende Leistungskomponente kann zur Kompensation der vorgegebenen Leistungskomponente und folglich zur Regelung der Gesamtenergie und Energieverteilung eingesetzt werden. Bei einem entkoppelt betriebenen aktiven Filter entsprechen typischerweise VII und IX den vorgegebenen Leistungskomponenten, da keine Kommunikation mit dem Hauptstromrichter besteht und dieser in der Regel an seinem Ausgang anwendungsbedingte Leistungssollwerte einstellt, die durch das aktive Filter nicht beeinflussbar sind. In diesem Fall kann die Energieregelung durch die vom aktiven Filter frei einstellbaren netzseitigen Leistungskomponenten I und V erfolgen.
Zur Regelung der Energieverteilung im aktiven Filter stellt die türkise Leistungskomponente VIII eine Alternative dar, die durch ein Gegensystem des Hauptstromrichterstroms gebildet wird. Der Verzicht auf die Verwendung einer grundschwingungsfrequenten Gleichtaktspannung würde die Leistungskomponenten V, VI, XI und XII eliminieren und eine geringere Spannungsreserve des aktiven Filters erfordern. Ferner würde die Gleichtaktspannung in diesem Fall z.B. als Freiheitsgrad für das Modulationsverfahren zur Vergrößerung des linearen Aussteuerbereichs zur Verfügung stehen. Nachteile dieses Vorgehens bestehen in der dafür zusätzlich erforderlichen Stromregelung des Gegensystems und der leicht erhöhten Strombelastung des Hauptstromrichters. Da der Phasenwinkel der Leistungskomponente VIII gemäß Tabelle 3.1 von den Phasenwinkeln der Ausgangsspannung des aktiven Filters sowie des Gegensystemstroms des Hauptstromrichters bestimmt wird und die Ausgangsspannung des aktiven Filters durch den Netzstrom vorgegeben ist, muss zum Ausgleich einer unsymmetrischen Energieverteilung des aktiven Filters der Phasenwinkel $\varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}$ verändert werden. Da der Sollwert des Phasenwinkels der Leistungskomponente VIII anhand der Energieverteilung im aktiven Filter bestimmt wird, würde dies eine Kommunikationsschnittstelle zwischen Haupt- und Hilfsstromrichter erfordern. Daraus folgt der weitere Nachteil, dass die Verwendung von VIII für den entkoppelten Betrieb eines spannungseinprägenden aktiven Filters nicht möglich ist.
Die Leistungskomponente XIII wird durch harmonische Oberschwingungen auf der Netzseite verursacht, wobei deren rot markierter Wirkanteil nur bei gleicher Frequenz der Strom- und Spannungsverzerrungen auftritt. Bei einer verzerrten Netzspannung können durch Erzeugen einer Spannung des aktiven Filters mit Oberschwingungen gleichen Betrags und Phasenlage Verzerrungen des Netzstroms vermieden werden, wodurch die zu XIII äquivalente stromrichterseitige Leistungskomponente XIV entsteht. Wie bereits in Abschnitt 3.3.1 beschrieben sind von XIII und XIV jedoch zu vernachlässigende Auswirkungen zu erwarten, die falls notwendig durch Leistungskomponenten der blauen Kategorie ausgegli-

chen werden können. Auf der Stromrichterseite könnte durch einen harmonischen Hauptstromrichterstrom sowie eine harmonische Gleichtaktspannung des aktiven Filters ein Wirkanteil der Leistungskomponente XVI hervorgerufen werden, der für die Regelung der Energieverteilung im aktiven Filter geeignet ist [E5–E7]. Da die dafür notwendige Regelung der Stromoberschwingungen jedoch eine höhere Regelbandbreite des Hauptstromrichters erfordert und ferner durch die grundschwingungsfrequenten Leistungskomponenten der blauen Kategorie bereits ausreichend Freiheitsgrade zur Verfügung stehen, wird von einer Umsetzung dieses Ansatzes für die vorgeschlagene netzseitige Stromrichterkonfiguration abgesehen.
Bei der Stromrichterauslegung wird gemäß der in Abschnitt 1.1 formulierten Ziele ein möglichst geringer Aufwand an passiven Bauelementen sowie eine geringe Nennleistung des Hilfsstromrichters angestrebt. Aus diesem Grund ist zu erwarten, dass die zur Verlustdeckung benötigte Differenz der Grundschwingungsströme von Hauptstromrichter und Netz sehr gering und die durch die Energieregelung des aktiven Filters verursachte Strombelastung durch die Leistungskomponenten I-XVI gegenüber der zu kompensierenden Gesamtstromverzerrung des Hauptstromrichters vernachlässigbar sind. Eine geringe Grundschwingungsstrombelastung des aktiven Filters führt ferner zu geringen Energiehüben durch die in Tabelle 3.1 schwarz dargestellten Blindanteile der Leistungskomponenten, die bei der Auslegung von dessen kapazitiven Energiespeichern zu berücksichtigen sind. Bei der Verwendung einer Stromrichtertopologie mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis als Hilfsstromrichter sind die Blindleistungsanteile der Gleichtaktleistung zu berücksichtigen, die ausschließlich durch Gegensysteme auf der Stromrichter- oder Netzseite hervorgerufen werden. Für Stromrichtertopologien mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen sind bei der Auslegung der kapazitiven Energiespeicher des Hilfsstromrichters ferner die durch die Blindanteile der $\alpha\beta$-Leistungskomponenten verursachten Energiehübe zu beachten. Der betragsmäßig höchste Energiehub in den Stromrichterphasen des aktiven Filters ist durch die Leistungskomponenten I und VII zu erwarten, da diese durch die Mitsysteme der Ausgangsspannung des aktiven Filters und der Differenz von Hauptstromrichter- und Netzstrom gebildet werden. Die Auswahl der zur Regelung des Stromrichtersystems verwendeten Leistungskomponenten erfolgt in Kapitel 4.

3.5 Park-Transformation der Ströme und Spannungen

Bei aktiven Netzstromrichtern sind konventionelle Regelstrategien in rotierenden dq-Koordinaten weit verbreitet (z.B. [B6, B7, B10, 100, B14, B15]). Diese bieten die wichtigen Vorteile, dass die Wechselgrößen durch die in Abschnitt 3.1.1 beschriebene Park-Transformation in Gleichgrößen umgewandelt und daher mit hoher Genauigkeit und ohne bleibende Regelabweichung durch klassische PI-Regler eingestellt werden können [100]. Durch Orientierung an der Netzspannung kann ferner eine entkoppelte Regelung der mit dem Netz ausgetauschten Wirk- und Blindleistung erreicht werden [B14].
Um einen geringen Aufwand für den Regelungsentwurf und geringe Anforderungen an das Signalverarbeitungssystem zu ermöglichen, wird auch für die in dieser Arbeit vorgeschlagene Stromrichterkonfiguration die Verwendung von konventionellen Regelstrategien in rotierenden dq-Koordinaten angestrebt. Gegenüber einer Energieregelung mit in $\alpha\beta$-Koordinaten vorliegenden Strömen und Spannungen, die z.B. in [E5, B10–B12] für Mehrpunkt-Stromrichter mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen eingesetzt wird, erfordert dies eine Transformation der an den in Abschnitt 3.4 zusammengefassten $\alpha\beta0$-Leistungskomponenten beteiligten Ströme und Spannungen in $dq0$-Koordinaten.
Die Anwendung der Park-Transformation aus Gleichung (3.5) auf das Mitsystem der Netzspannung in Gleichung (3.30) ergibt:

$$\begin{bmatrix} {}^1u_{\mathrm{g,d}} \\ {}^1u_{\mathrm{g,q}} \end{bmatrix} = \mathbf{P}_{\boldsymbol{\alpha\beta}} \cdot \begin{bmatrix} {}^1u_{\mathrm{g},\alpha} \\ {}^1u_{\mathrm{g},\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}}t\right) & \sin\left(\omega_{\mathrm{dq}}t\right) \\ -\sin\left(\omega_{\mathrm{dq}}t\right) & \cos\left(\omega_{\mathrm{dq}}t\right) \end{bmatrix} \cdot {}^1\hat{u}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos(\omega_{\mathrm{g}}t) \\ \sin(\omega_{\mathrm{g}}t) \end{bmatrix} \tag{3.64}$$

Um eine Umwandlung der alternierenden $\alpha\beta$-Komponenten in Gleichgrößen zu erreichen, wird die Kreisfrequenz des dq-Koordinatensystems gleich der Netzkreisfrequenz gewählt:

$$\begin{bmatrix} {}^1u_{\mathrm{g,d}} \\ {}^1u_{\mathrm{g,q}} \end{bmatrix} = {}^1\hat{u}_{\mathrm{g}} \begin{bmatrix} \cos^2(\omega_{\mathrm{g}}t) + \sin^2(\omega_{\mathrm{g}}t) \\ -\sin\left(\omega_{\mathrm{g}}t\right)\cos(\omega_{\mathrm{g}}t) + \cos\left(\omega_{\mathrm{g}}t\right)\sin(\omega_{\mathrm{g}}t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} {}^1\hat{u}_{\mathrm{g}} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{3.65}$$

In Gleichung (3.65) ist zu erkennen, dass die Netzspannung erwartungsgemäß eine konstante d-Komponente und keine q-Komponente aufweist. Aufgrund dieser Orientierung des dq-Koordinatensystems an der Netzspannung entsprechen die in Tabelle 3.1 angegebenen Phasenlagen der Ströme und Spannungen gleichzeitig der Phasenverschiebung zur Netzspannung. Die Park-Transformation aller an den

für die Regelung relevanten blauen Leistungskomponenten beteiligten Ströme und Spannungen ergibt:

$$\begin{bmatrix} x_\mathrm{d} \\ x_\mathrm{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\omega_\mathrm{dq} t\right) & \sin\left(\omega_\mathrm{dq} t\right) \\ -\sin\left(\omega_\mathrm{dq} t\right) & \cos\left(\omega_\mathrm{dq} t\right) \end{bmatrix} \cdot \hat{x} \begin{bmatrix} \cos(\omega_\mathrm{g} t + \varphi_x) \\ \sin(\omega_\mathrm{g} t + \varphi_x) \end{bmatrix} = \hat{x} \begin{bmatrix} \cos\left(\varphi_x\right) \\ \sin\left(\varphi_x\right) \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

Gleichung (3.66) zeigt, dass die transformierten Ströme und Spannungen im dq-Koordinatensystem ortsfeste Raumzeiger mit der Amplitude $\hat{x}$ und der Phasenlage φ_x darstellen. Da die blauen Wirkleistungskomponenten in Tabelle 3.1 ausschließlich von diesen Parametern abhängen, können die Strom- und Spannungssollwerte für eine Stromrichterregelung im rotierenden dq-Koordinatensystem unmittelbar anhand der $\alpha\beta$-Leistungskomponenten in Tabelle 3.1 bestimmt werden.

3.6 Strategie zur Oberschwingungsreduktion

Die in den Abschnitten 3.2 bis 3.4 abgeleiteten Leistungskomponenten des aktiven Filters bilden die Grundlage zur Gewährleistung eines stabilen und sicheren Betriebs unter Einhaltung der physikalischen Stromrichtergrenzen. Es hat sich gezeigt, dass dies bereits durch die grundschwingungsfrequenten Leistungskomponenten der blauen Kategorie in Tabelle 3.1 und dadurch mit einer Regelbandbreite im Bereich der Netzfrequenz erreicht werden kann. Hinsichtlich der angestrebten Verwendung des Hilfsstromrichters als aktives Filter ist jedoch zu beachten, dass diese Regelbandbreite deutlich unter den in Abschnitt 2.2 beschriebenen Anforderungen von bisher vorgestellten Regelstrategien für aktive Filter zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern liegt. Basierend auf [E3, E4] wird in diesem Abschnitt gezeigt, dass demgegenüber eine Oberschwingungskompensation mit einer spannungseinprägenden aktiven Filterkonfiguration auch mit einer ausschließlichen Regelung von Grundschwingungsgrößen möglich ist.
Aus den Maschengleichungen der Netzseite in (3.9) ergibt sich der Spannungsabfall über der netzseitigen Impedanz:

$$\boldsymbol{u}_\mathbf{f,g} = \boldsymbol{u}_\mathbf{af,n} - \boldsymbol{u}_\mathbf{g,n} = R_\mathrm{f,g}\, \boldsymbol{i}_\mathbf{g} + L_\mathrm{f,g} \frac{\mathrm{d}\boldsymbol{i}_\mathbf{g}}{\mathrm{d}t} \quad (3.67)$$

Durch Aufteilen dieses Spannungsabfalls in Grundschwingungs- und Gesamtverzerrungsanteile erhält man:

$$\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}} = {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}} + {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}} + \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}} \tag{3.68}$$

$$= {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}} - {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}} + {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}} - {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}} + \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}} - \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}} \tag{3.69}$$

Aufgrund des für Anwendungen mit hoher Leistung typischen Verhältnisses $\omega L_{\mathrm{f,g}} >> R_{\mathrm{f,g}}$ kann der resistive Anteil der netzseitigen Filterimpedanz vernachlässigt werden. Eine anschließende Auflösung von (3.69) nach dem Netzstrom liefert:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} = & \underbrace{\frac{1}{L_{\mathrm{f,g}}} \int \left({}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}} - {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}\right) \mathrm{d}t}_{{}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}} + \underbrace{\frac{1}{L_{\mathrm{f,g}}} \int \left({}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}} - {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}\right) \mathrm{d}t}_{{}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}} \\ & + \underbrace{\frac{1}{L_{\mathrm{f,g}}} \int \left(\sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}} - \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}\right) \mathrm{d}t}_{\sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}}\end{aligned} \tag{3.70}$$

In Gleichung (3.70) ist zu erkennen, dass die Grundschwingungsanteile des Spannungsabfalls die Grundschwingungsströme und die Gesamtspannungsverzerrung die Gesamtstromverzerrung hervorrufen. Die zuvor bereits beschriebene Entkopplung des Netzstroms wird durch die fehlende Abhängigkeit vom Hauptstromrichter in (3.70) verdeutlicht, die einen wesentlichen Vorteil der spannungseinprägenden aktiven Filterkonfiguration darstellt.
Unter der Annahme von gegenüber der getakteten Ausgangsspannung des aktiven Filters vernachlässigbaren harmonischen Oberschwingungen der Netzspannungen werden die ins Netz eingetragenen Stromoberschwingungen durch die netzseitige Filterimpedanz sowie die harmonischen Spannungsoberschwingungen des aktiven Filters bestimmt. Die Minimierung der letzteren kann durch eine hohe Schaltfrequenz sowie durch die Verwendung eines Mehrpunkt-Stromrichters als aktives Filter erreicht werden. Um dies mit möglichst geringem zusätzlichen Aufwand zu erreichen wird eine Minimierung der Strombelastung des aktiven Filters angestrebt, indem der Hauptstromrichter sowohl in stationären als auch in transienten Arbeitspunkten einen hohen Anteil des Netzstroms liefert. Da die

Strukturen der netz- und stromrichterseitigen Maschengleichungen (3.9) und (3.13) übereinstimmen, folgt für den Hauptstromrichterstrom:

$$\begin{aligned}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} = &\underbrace{\frac{1}{L_{\mathrm{f,hs}}}\int\left({}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}} - {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}\right)\mathrm{d}t}_{{}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}} + \underbrace{\frac{1}{L_{\mathrm{f,hs}}}\int\left({}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}} - {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}\right)\mathrm{d}t}_{{}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}} \\ &+ \underbrace{\frac{1}{L_{\mathrm{f,hs}}}\int\left(\sum_{\nu=2}^{\infty}{}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}} - \sum_{\nu=2}^{\infty}{}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}\right)\mathrm{d}t}_{\sum_{\nu=2}^{\infty}{}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}}\end{aligned} \tag{3.71}$$

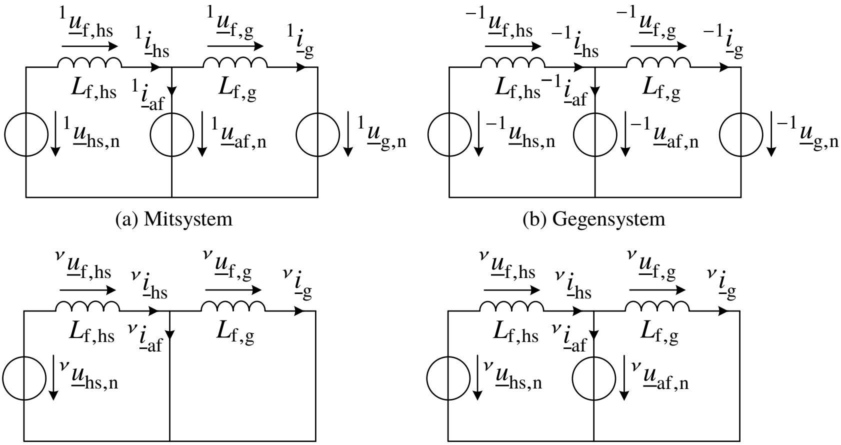
Durch Einsetzen von (3.70) und (3.71) in den Knotensatz (3.19) erhält man den Ausgangsstrom des aktiven Filters:

$$\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}} = {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}} + \sum_{\nu=2}^{\infty}{}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}} = {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} - {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} + {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} - {}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} + \sum_{\nu=2}^{\infty}{}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} - \sum_{\nu=2}^{\infty}{}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} \tag{3.72}$$

Aus den Gleichungen (3.70) bis (3.72) lassen sich die einphasigen Ersatzschaltbilder des Stromrichtersystems in Abbildung 3.8 und die Regelstrategie zur Oberschwingungsreduktion ableiten. Im Ersatzschaltbild des Mitsystems in Abbildung 3.8(a) ist zu erkennen, dass das aktive Filter gemäß Gleichung (3.70) durch eine konventionelle netzseitige Stromregelung mit Messung der Netzspannung einen beliebigen Sollwert ${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}^{*}$ einregeln kann. Aufgrund der gleichen Struktur der Stromrichterseite kann der Hauptstromrichter zur Einregelung eines Sollwerts ${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}^{*}$ die gleiche Stromregelungsstruktur wie das aktive Filter verwenden. Die zur Verbesserung der dynamischen Regeleigenschaften erforderliche Bestimmung der Spannung des aktiven Filters kann im Fall eines einzelnen Stromrichtersystems mit gekoppelter Regelung durch die Verwendung des Spannungssollwerts ${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}^{*}$ und im Fall eines entkoppelt betriebenen aktiven Filters durch eine Messung und Filterung der getakteten Ausgangsspannung des aktiven Filters erfolgen. Eine Minimierung der Strombelastung des aktiven Filters kann durch die Einstellung der Mitsysteme des Hauptstromrichter- und Netzstroms in folgendem Verhältnis erreicht werden:

$${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} = {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} + {}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}^{*} \tag{3.73}$$

Der Sollwert des Mitsystems des aktiven Filterstroms berücksichtigt darin den erforderlichen Energieaustausch des Hilfsstromrichters zur Verlustdeckung und Symmetrierung seiner Energieverteilung. Da dessen Betrag gegenüber dem



(a) Mitsystem

(b) Gegensystem

(c) Frequenzbereich um $f_{\mathrm{sw,hs}}$

(d) Frequenzbereich um $f_{\mathrm{sw,af}}$

Abbildung 3.8: Einphasige Ersatzschaltbilder des Mitsystems (a), des Gegensystems (b) sowie für Frequenzen im Bereich der Schaltfrequenz des Hauptstromrichters (c) und des aktiven Filters (d). Für die Schaltfrequenzen gilt $f_{\mathrm{sw,af}} = m f_{\mathrm{sw,hs}}$ mit dem Verhältnis $m = \{h \in \mathbb{N} | h \geq 2\}$ und die resistiven Anteile der Filterimpedanzen werden aufgrund des in Anwendungen mit hoher Leistung gültigen Verhältnisses $\omega L_{\mathrm{f}} >> R_{\mathrm{f}}$ vernachlässigt.

Netzstrom jedoch als vernachlässigbar angenommen wird, gilt im Folgenden $^{1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} \approx {}^{1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}$. Insbesondere im Fall eines entkoppelt betriebenen aktiven Filters ist ferner eine Bereitstellung von Grundschwingungsblindleistung durch den Hilfsstromrichter vorstellbar, für deren Realisierung lediglich der Sollwert $^{1}\boldsymbol{i}^{*}_{\mathbf{af}}$ entsprechend anzupassen wäre.

Abbildung 3.8(b) zeigt das einphasige Gegensystem-Ersatzschaltbild des Stromrichtersystems. Da ein Gegensystem des Spannungsabfalls über der Netzimpedanz auch bei unsymmetrischen Netzspannungen durch eine Vorsteuerung der Netzspannungen durch die netzseitige Stromregelung des aktiven Filters vermieden werden kann, gilt für den Netzstrom in guter Näherung $^{-1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} \approx 0$. Obwohl die Energieregelung durch die Leistungskomponenten der blauen Kategorie gemäß Tabelle 3.1 und damit ohne Gegensystemgrößen erfolgen soll, kann insbesondere für den entkoppelten Betrieb des aktiven Filters ein Gegensystem des Hauptstromrichterstroms nicht ausgeschlossen werden.

Anhand der vorangegangenen Betrachtungen des Mit- und Gegensystems vereinfacht sich Gleichung (3.72) zu:

$$\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}} = {}^{-1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} + \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\nu}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} - \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\nu}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}} \tag{3.74}$$

Die vorgeschlagene Strategie zur Oberschwingungsreduktion basiert auf einer gegenüber dem Hauptstromrichter höheren Ausgangsspannungsqualität des aktiven Filters, die durch eine höhere Schaltfrequenz und die Verwendung eines Mehrpunkt-Hilfsstromrichters erreicht werden kann. Da die Ausgangsspannung des aktiven Filters in diesem Fall gemäß dem Ersatzschaltbild 3.8(c) keine harmonischen Oberschwingungen im Bereich der Schaltfrequenz des Hauptstromrichters aufweist, wirkt dieses darin unter idealen Bedingungen als Kurzschluss für die Stromverzerrungen des Hauptstromrichters. In einer praktischen Realisierung stellen beispielsweise Einschaltwiderstände von Leistungshalbleitern, Kontaktwiderstände oder Kondensatorinnenwiderstände mögliche Ursachen für eine aktive Filterimpedanz ungleich null dar. Es ist jedoch zu erwarten, dass die netzseitige Filterinduktivität im Bereich der Schaltfrequenz des Hauptstromrichters demgegenüber eine deutlich höhere Reaktanz aufweist. Daher kann davon ausgegangen werden, dass die Oberschwingungen des Hauptstromrichterstroms entsprechend dem resultierenden Stromteiler auch bei Vorhandensein von parasitären Innenwiderständen fast vollständig durch das aktive Filter aufgenommen werden. Falls erforderlich wäre es darüber hinaus mit zusätzlichem Aufwand möglich, den resultierenden Spannungsabfall über den parasitären Innenwiderständen durch ein erweitertes Modulationsverfahren oder eine Spannungsvorsteuerung zu kompensieren.

Abbildung 3.8(d) zeigt das Ersatzschaltbild des Stromrichtersystems für den Bereich um die Schaltfrequenz des aktiven Filters, die darin einem ganzzahlig Vielfachen der Schaltfrequenz des Hauptstromrichters entspricht. Da die ins Netz eingetragenen Stromoberschwingungen ausschließlich durch die Spannungsoberschwingungen des aktiven Filters und die netzseitige Impedanz bestimmt werden, ermöglicht eine hohe Ausgangsspannungsqualität des aktiven Filters einen Netzstrom mit sehr geringer Verzerrung, die im Vergleich zur Stromverzerrung des Hauptstromrichters vernachlässigbar ist:

$$\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}} = {}^{-1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} + \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\nu}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}} \tag{3.75}$$

Gemäß (3.75) kompensiert das aktive Filter ein mögliches Gegensystem sowie näherungsweise alle Verzerrungen des Hauptstromrichterstroms bis in den Schaltfrequenzbereich des Hilfsstromrichters, was aufgrund der spannungseinprägenden Filterkonfiguration lediglich durch eine Regelung des netzseitigen Grundschwingungsstroms sowie eine hohe Ausgangsspannungsqualität des Hilfsstromrichters erreicht wird. Dies ermöglicht die Verwendung einer geringen Regelbandbreite im Bereich der Grundschwingungsfrequenz und erfordert keine Auslegung auf konkrete Frequenzwerte oder die Messung und Regelung von hochfrequenten Strömen. Diese Eigenschaften stellen wesentliche Vorteile gegenüber konventionellen Verfahren zur Oberschwingungsreduktion dar und ermöglichen die Erfüllung der in Abschnitt 1.1 formulierten Ziele.

4 Regelungsentwurf

Die Regelung übernimmt die Betriebsführung des Stromrichtersystems und stellt die Grundlage für eine Implementierung der vorgeschlagenen aktiven Filterkonfiguration dar. Wichtige Anforderungen an den Regelungsentwurf resultieren aus den in Kapitel 1.1 formulierten Zielen und umfassen eine Netzstromregelung mit Strombegrenzung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten, eine Regelung der im aktiven Filter gespeicherten Energie und die Kompensation von Stromoberschwingungen bis in den Kilohertz-Bereich bei gleichzeitig begrenzter Regelbandbreite. Darüber hinaus ist eine Vorladung der kapazitiven Energiespeicher des aktiven Filters sowie die Netzsynchronisation und -anbindung unter Einhaltung der physikalischen Stromrichtergrenzen sicherzustellen.

Der in diesem Kapitel beschriebene Regelungsentwurf für das in Abbildung 4.1 dargestellte Stromrichtersystem basiert auf den in Kapitel 3 hergeleiteten Leistungskomponenten des aktiven Filters aus Tabelle 3.1 und der in Abschnitt 3.6 vorgestellten Strategie zur Oberschwingungsreduktion. Um sowohl ein Gesamtsystem, bestehend aus einem Hauptstromrichter mit integriertem aktiven Filter und einer möglichen Kommunikationsschnittstelle zwischen deren Regelungen, als auch ein entkoppelt betriebenes aktives Filter und die daraus resultierenden Betriebszustände untersuchen zu können, sind in Abbildung 4.1 stromrichter- und netzseitige Schalter sowie eine Vorladeschaltung des aktiven Filters berücksichtigt.

In Abschnitt 4.1 werden übergeordnete Regelstrategien des Gesamtsystems vorgestellt, durch die eine Erfüllung der oben genannten Anforderungen angestrebt

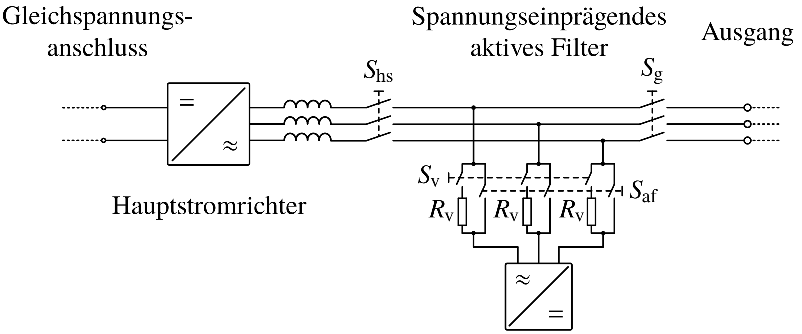


Abbildung 4.1: Blockschaltbild eines Hauptstromrichters mit Gleichspannungszwischenkreis und spannungseinprägendem aktiven Filter mit Vorladeschaltung.

wird. Der Entwurf geeigneter Stromregelkreise von Haupt- und Hilfsstromrichter und deren Auslegung mit dem Ziel der Minimierung der Strombelastung des aktiven Filters erfolgt in den Abschnitten 4.2 und 4.3. Die aufgrund der nicht vorhandenen Gleichspannungsversorgung erforderliche Energieregelung des aktiven Filters wird in Abschnitt 4.4 für Stromrichtertopologien mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis und verteilten Gleichspannungszwischenkreisen beschrieben. In Abschnitt 4.5 werden die entwickelten Regelstrategien aus Abschnitt 4.1 hinsichtlich wichtiger Eigenschaften wie den erforderlichen Abtastfrequenzen und der Zuverlässigkeit der Laststrombegrenzung des aktiven Filters verglichen.

4.1 Übergeordnete Regelstrategien

In diesem Abschnitt werden mehrere Ansätze für die übergeordnete Regelstrategie mit unterschiedlichen Priorisierungen der formulierten Zielvorgaben vorgestellt, wodurch im Hinblick auf eine praktische Realisierung eine Anpassung an anwendungsabhängige Anforderungen ermöglicht wird. Zunächst wird in Abschnitt 4.1.1 die Kombination von miteinander gekoppelten Regelungen von Haupt- und Hilfsstromrichter beschrieben, die auf konventionellen Verfahren zur Grundschwingungsstromregelung basieren und daher sehr geringe Anforderungen an die Regelbandbreiten stellen. Durch eine Hystereseregelung des Hauptstromrichters gemäß Abschnitt 4.1.2 wird eine höchstmögliche Zuverlässigkeit der Laststrombegrenzung des aktiven Filters in allen Arbeitspunkten angestrebt, die allerdings eine höhere Abtastfrequenz und variable Schaltfrequenz des Haupt-

stromrichters zur Folge hat. Eine weitere übergeordnete Regelstrategie stellt die Entkopplung der Grundschwingungsregelungen von Haupt- und Hilfsstromrichter in Abschnitt 4.1.3 dar, die auf unabhängigen Stromsollwerten basiert und einen entkoppelten Betrieb des aktiven Filters ermöglicht.

4.1.1 Gekoppelte Grundschwingungsregelung

Abbildung 4.2 zeigt die entworfene gekoppelte Grundschwingungsregelung für aktive Netzstromrichter mit spannungseinprägenden aktiven Filtern im rotierenden dq-Koordinatensystem. Wie bei konventionellen netzseitigen Regelstrategien in rotierenden Koordinaten wird für die Park-Transformationen der Phasenwinkel des Mitsystems der Netzspannung verwendet, sodass die Mitsysteme der Regelgrößen Gleichanteilen und die Gegensysteme sowie harmonische Oberschwingungen Wechselanteilen entsprechen. Basierend auf Gleichung (3.71) regelt der Hauptstromrichter das Mitsystem seines Ausgangsstroms durch eine der in Abschnitt 4.2 beschriebenen konventionellen Grundschwingungsstromregelungen. Als Eingangsgröße erhält der Stromregelkreis die in dq-Koordinaten transformierten Soll- und Istwerte des Hauptstromrichterstroms ${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{hs,dq}}$ und $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ sowie den Sollwert der Ausgangsspannung des aktiven Filters $\underline{u}^{*}_{\mathrm{af,dq}}$, da diese entsprechend Abbildung 3.8(a) die Gegenspannung der Regelstrecke darstellt. Die Verwendung des Sollwerts $\underline{u}^{*}_{\mathrm{af,dq}}$ anstelle des Istwerts $\underline{u}_{\mathrm{af,dq}}$ wird durch die Kopplung der Regelungsstrukturen von Hauptstromrichter und aktivem Filter ermöglicht und vermeidet eine Messung der getakteten Ausgangsspannung des Hilfsstromrichters. Der Stromsollwert des Hauptstromrichters setzt sich dabei nach Gleichung (3.73) aus dem Sollwert des Netzstroms und dem Grundschwingungsstrom zusammen, der für die in Abschnitt 4.4 beschriebene Energieregelung erforderlich ist. Um eine Übereinstimmung von Soll- und Istwert des Ausgangsstroms zu erreichen, entspricht die Stellgröße des Stromregelkreises dem Sollwert der Ausgangsspannung $\underline{u}^{*}_{\mathrm{hs,dq}}$ des Hauptstromrichters. Diese wird nach einer inversen Park-Transformation an ein Modulationsverfahren übergeben, welches die Schaltsignale des Hauptstromrichters zur Generation der dreiphasigen Ausgangsspannung erzeugt. Die Energieregelung des aktiven Filters gemäß Abschnitt 4.4 führt die Regelung von dessen Zwischenkreisspannungen durch, was unter Berücksichtigung der Zwischenkreiskapazität C_{af} gleichzeitig der Einstellung der in den Phasen $x \in \{1,2,3\}$ des aktiven Filters gespeicherten Energie entspricht:

$$w_{\mathrm{af},x} = C_{\mathrm{af}} \frac{U^{2}_{\mathrm{dc,af},x}}{2} \tag{4.1}$$

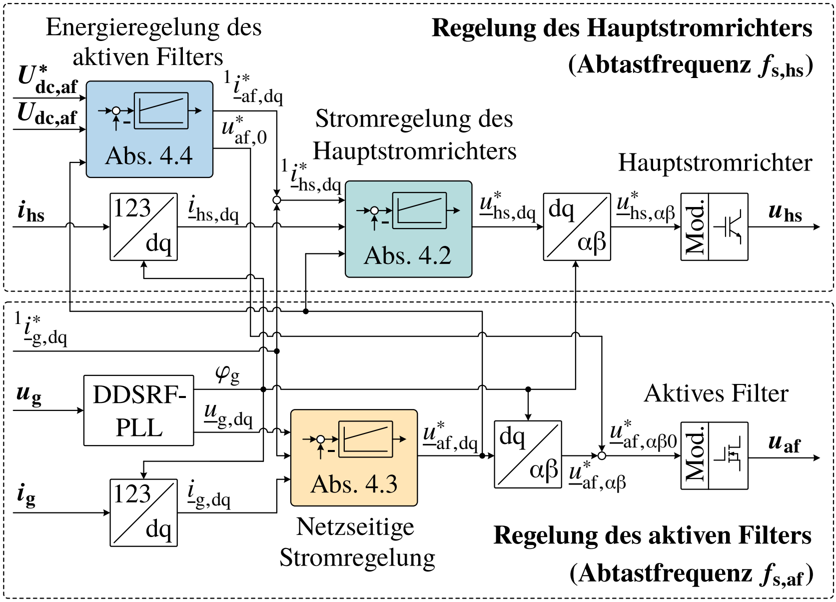


Abbildung 4.2: Gekoppelte Grundschwingungsregelungen mit identischen Stromsollwerten im rotierenden dq-Koordinatensystem nach [E3].

Da die Grundschwingungsströme zur Verlustdeckung und Energiesymmetrierung zur Sicherstellung einer Übereinstimmung von Soll- und Istwert des Netzstroms vorzugsweise durch den Hauptstromrichter bereitgestellt werden, stellt die Energieregelung des aktiven Filters gemäß Abbildung 4.2 einen Teil der Hauptstromrichterregelung dar. Das aktive Filter führt basierend auf Gleichung (3.70) und Abbildung 3.8(a) die Einprägung des Netzstroms durch eine konventionelle netzseitige Regelungsstruktur mit der Abtastfrequenz $f_{s,af}$ durch. In dieser wird durch die Verwendung der weit verbreiteten DDSRF[1]-PLL[2] [B16] das Mit- und Gegensystem in dq-Koordinaten sowie der Phasenwinkel der gemessenen dreiphasigen Netzspannung bestimmt. Neben der Netzspannung in dq-Koordinaten $\underline{u}_{g,dq}$, die in Abbildung 4.2 zugunsten einer besseren Übersicht das Mit- und Gegensystem zusammenfasst, stellen der mit dem Netzwinkel φ_g in

[1] engl. DDSRF = Double Decoupled Synchronous Reference Frame
[2] engl. PLL = Phase-Locked Loop

dq-Koordinaten transformierte Netzstrom $\underline{i}_{\mathrm{g,dq}}$ sowie der typischerweise durch die Anwendung vorgegebene Netzstromsollwert des Mitsystems ${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{g,dq}}$ Eingangsgrößen des in Abschnitt 4.3 beschriebenen Stromregelkreises dar. Da der zu minimierende Laststrom des aktiven Filters gemäß Gleichung (3.72) der Differenz von Hauptstromrichter- und Netzstrom entspricht, ist die Verwendung gleicher Stromsollwerte für Hauptstromrichter und aktives Filter zunächst naheliegend. Dessen Stellgröße, die Sollausgangsspannung des aktiven Filters, wird sowohl zur Spannungsvorsteuerung an die Regelung des Hauptstromrichters und nach einer inversen Park-Transformation an die Modulation des aktiven Filters übergeben. Der Hilfsstromrichter, der in Abbildung 4.2 stellvertretend durch das Symbol eines Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistors (MOSFETs[3]) dargestellt ist, erzeugt mit den durch das Modulationsverfahren erzeugten Schaltsignalen die dreiphasige Ausgangsspannung des aktiven Filters.

Die Kopplung von Hauptstromrichter- und aktiver Filterregelung ermöglicht während des Einschaltvorgangs eine Vorladung des aktiven Filters durch den Hauptstromrichter. Dabei werden die Zwischenkreiskondensatoren des Hilfsstromrichters durch Schließen der Schalter S_{hs} und S_{v} in Abbildung 4.1 durch den Energieregelkreis des Hauptstromrichters über die Vorladewiderstände R_{v} aufgeladen. Nach dem Erreichen des Sollwerts der Zwischenkreisspannungen werden die Vorladewiderstände durch Schließen des Schalters S_{af} überbrückt und das aktive Filter impedanzlos mit dem Ausgang des Stromrichtersystems verbunden. Obwohl der bis dahin infolge des offenen Schalters S_{g} vom Netz entkoppelte Betrieb den Aufbau eines von der Netzfrequenz unterschiedlichen Strom- und Spannungssystems zur Energieübertragung vom Haupt- zum Hilfsstromrichter ermöglichen würde, ist die Nutzung eines auf der Netzfrequenz basierenden und für den Netzbetrieb vorgesehenen Energieregelkreises gemäß Abschnitt 4.4 naheliegend und ausreichend. Der Einschaltvorgang wird schließlich durch eine Netzsynchronisation der aktiven Filterspannung mit der DDSRF-PLL und der Netzanbindung durch Schließen des Schalters S_{g} abgeschlossen.

Hinsichtlich der Zielvorgaben des Regelungsentwurfs stellen die infolge der ausschließlichen Regelung von Grundschwingungsströmen durch Haupt- und Hilfsstromrichter sehr geringen Anforderungen an die Messgenauigkeit, die Regelbandbreite und die Rechenleistung der Prozessoreinheiten einen wichtigen Vorteil dieser Regelstrategie dar. Voraussetzung für eine gleichzeitige Kompensation von Stromharmonischen bis in den Kilohertz-Bereich sind gemäß Abschnitt 3.6 im Vergleich zur Hauptstromrichterspannung niedrigere Spannungsharmonische

[3] engl. MOSFET = Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

des aktiven Filters, was durch dessen Auslegung für eine geringere Nennleistung mit reduziertem Aufwand erreicht werden kann. Die Höhe der gegenüber des Gesamtsystems erreichbaren Nennleistungsreduktion des aktiven Filters wird durch den maximal zu erwartenden Laststrom bestimmt, den dieses im Betrieb führen und abschalten können muss. Wie in Abschnitt 3.6 beschrieben kann eine Laststrombegrenzung des aktiven Filters durch eine Minimierung von dessen Grundschwingungsanteil erreicht werden, indem sich die Grundschwingungsströme von Hauptstromrichter und Netz lediglich durch das zur Verlustdeckung und Energiesymmetrierung des aktiven Filters erforderliche Mitsystem unterscheiden. In stationären Arbeitspunkten kann dies durch die Regelungsstruktur in Abbildung 4.2 mit Stromregelkreisen ohne bleibende Regelabweichung und der Verwendung gleicher Stromsollwerte von Hauptstromrichter und aktivem Filter zuverlässig sichergestellt werden. Bei einer Änderung des Stromsollwerts wird das Verhältnis von Hauptstromrichter- und Netzstrom durch das Führungsgrößenverhalten der Stromregelkreise bestimmt, sodass eine auch bei transienten Vorgängen begrenzte Belastung des aktiven Filters bei Verwendung der gleichen Stromsollwerte eine Abstimmung des Führungsgrößenverhaltens der in den Abschnitten 4.2 und 4.3 beschriebenen Stromregelkreise erfordert. Hierfür stellt die Kombination von konventionellen Grundschwingungsregelungen mit unterschiedlichen Abtastfrequenzen und Gegenspannungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter einen Nachteil der Regelstrategie in Abbildung 4.2 dar. Insbesondere resultiert aus der Volatilität der Ausgangsspannung des aktiven Filters, die der Gegenspannung des Hauptstromrichters entspricht, und der durch die Rechentotzeiten verzögerten Vorsteuerung von deren Sollwert eine wesentliche Herausforderung für die Anpassung des Führungsgrößenverhaltens der Hauptstromrichterregelung.

Eine vom Stromregelverhalten des Hauptstromrichters näherungsweise unabhängige Laststrombegrenzung des aktiven Filters kann durch die Verwendung von unterschiedlichen Sollwerten für die Stromregelkreise angestrebt werden. Grundsätzlich wird, unter Berücksichtigung der Forderung nach einer Laststrombegrenzung des aktiven Filters auf harmonische Oberschwingungen, die erreichbare Stromdynamik des Stromrichtersystems durch den Stromregelkreis mit der geringsten Stromänderungsrate bestimmt. Die erreichbaren Änderungsraten von Hauptstromrichter- und Netzstrom sind von den Zwischenkreisspannungen von Haupt- und Hilfsstromrichter, den stromrichter- und netzseitigen Filterinduktivitäten und den Gegenspannungen der Stromrichter abhängig. Unter der Annahme von näherungsweise gleichen Zwischenkreis- und Gegenspannungen werden die Stromdynamiken folglich durch die eingesetzten Filterinduktivitäten definiert. Hinsichtlich deren Auslegung ist zu berücksichtigen, dass das aktive Filter nach

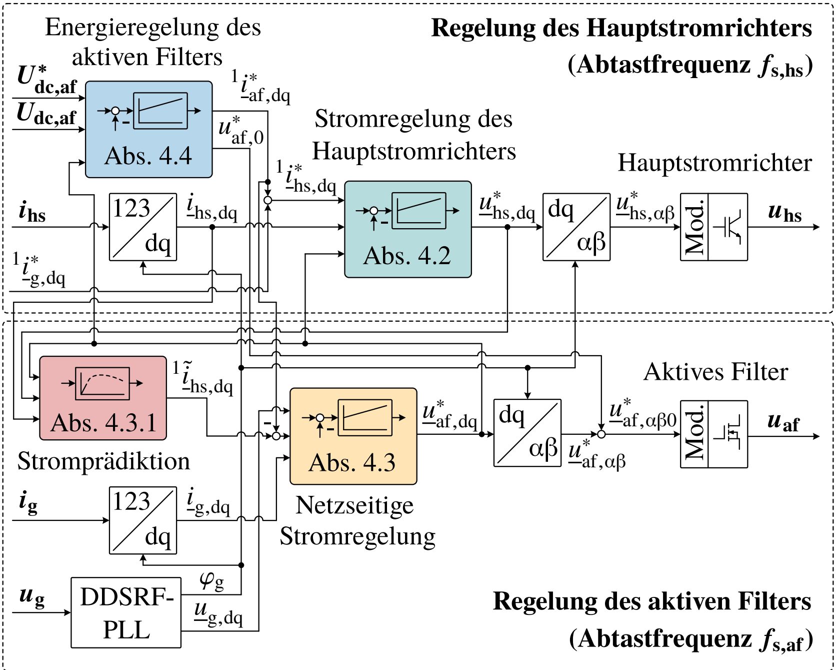


Abbildung 4.3: Gekoppelte Grundschwingungsregelungen mit entkoppelten Stromsollwerten und Stromprädiktion im rotierenden dq-Koordinatensystem.

Abschnitt 3.6 prinzipbedingt eine Ausgangsspannung mit geringen harmonischen Oberschwingungen aufweisen und daher im Vergleich zum Hauptstromrichter mit einer höheren effektiven Schaltfrequenz betrieben und für eine geringere Nennleistung ausgelegt werden sollte. Anhand dieser Anforderungen ist zu erwarten, dass die stromrichterseitige Filterdrossel eine höhere Induktivität als die netzseitige Filterdrossel aufweisen wird. Daher kann von einer Begrenzung der maximalen Stromänderungsrate durch den Hauptstromrichter und einer höheren Dynamik der netzseitigen Stromregelung ausgegangen werden, die darüber hinaus mit einer höheren Regelfrequenz betrieben wird. Aus diesem Grund ist es zur Erzielung der maximal möglichen Stromänderungsrate bei gleichzeitiger Laststrombegrenzung des aktiven Filters folgerichtig, den sprungförmigen und ungeglätteten Sollwert $^1\underline{i}^*_{g,dq}$ für die Stromregelung des Hauptstromrichters zu verwenden und den Sollwert für die netzseitige Stromregelung an die resultierende Trajektorie des

Hauptstromrichterstroms anzupassen. Ein umgekehrtes Vorgehen, bei dem der Sollwert ${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{g,dq}}$ für die netzseitige Stromregelung verwendet und die Stromregelung des Hauptstromrichters an die Netzstromtrajektorie anzupassen wäre, erscheint, abgesehen von der geringeren Stromänderungsrate, aufgrund der geringeren Regelfrequenz des Hauptstromrichters ungeeignet. In diesem Fall könnte der Hauptstromrichter nur mit erheblichen Verzögerungen auf Veränderungen des Netzstroms reagieren, was zu einer unzuverlässigen Laststrombegrenzung des aktiven Filters bei transienten Vorgängen führen würde. Unter Vernachlässigung des zur Verlustdeckung des aktiven Filters erforderlichen Grundschwingungsstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af,dq}}$ wird eine minimale Strombelastung des aktiven Filters durch die Einprägung eines mit dem Hauptstromrichterstrom übereinstimmenden Netzstroms erreicht. Aufgrund der Regelungskopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter steht hierfür der durch den Hauptstromrichter mit der Abtastfrequenz $f_{\mathrm{s,hs}}$ gemessene Iststrom $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ zur Verfügung, der bei einer symmetrischen oder asymmetrischen Abtastung [B13] des Hauptstromrichters näherungsweise dem Grundschwingungsanteil ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ entspricht. Dabei ist jedoch zu beachten, dass die Regelung des aktiven Filters infolge ihrer höheren Regelfrequenz auch zwischen zwei Abtastzeitpunkten des Hauptstromrichters durchgeführt wird und sich der Ausgangsstrom des Hauptstromrichters in diesem Zeitintervall ändern kann. Da eine Überabtastung des Hauptstromrichterstroms zur Vermeidung des Eintrags von dessen Oberschwingungen in den Sollwert der netzseitigen Stromregelung eine verzögerungsbehaftete Messwertfilterung erfordern würde (vgl. Abschnitt 4.3.2), wird zur Bestimmung des Grundschwingungsstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ im Zeitintervall zwischen den Abtastzeitpunkten des Hauptstromrichters gemäß Abbildung 4.3 eine Stromprädiktion nach Abschnitt 4.3.1 eingesetzt. Diese berechnet unter Verwendung der Ausgangsspannungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter sowie der stromrichterseitigen Filterinduktivität in jedem Abtastzeitpunkt des aktiven Filters die voraussichtliche Stromänderung des Hauptstromrichters für den nächsten Zeitschritt $T_{\mathrm{s,af}}$. Um dabei eine möglichst geringe Abweichung vom realen Hauptstromrichterstrom zu erreichen, wird in jedem Abtastzeitpunkt des Hauptstromrichters der von diesem gemessene Wert $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ zur Berechnung des Sollwerts der netzseitigen Stromregelung ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$, der durch die Stromprädiktion einer Näherung von ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ entspricht, übernommen.

Trotz angepasster Stromregelungen können während des Stromrichterbetriebs z.B. infolge von netzseitigen Fehlerereignissen wie Kurzschlüssen oder Netzspannungseinbrüchen Überströme im aktiven Filter auftreten. In diesen Fällen ist eine zur Verhinderung von Beschädigungen erforderliche Abschaltung des aktiven Filters ohne Unterbrechung des Hauptstromrichterbetriebs möglich. Der

Hauptstromrichter wird dann vorübergehend mit einem L-Filter, der aus der Reihenschaltung von stromrichter- und netzseitiger Induktivität besteht, und unter Verwendung der Netzspannungen zur Spannungsvorsteuerung weiter am Netz betrieben, was beispielsweise die Bereitstellung von Kurzschlussleistung zur Unterstützung der Schutzauslösung und der dynamischen Spannungsstützung [A1] im Fehlerfall ermöglicht. Das aktive Filter kann nach der Abschaltung durch ein entkoppeltes Verfahren zur Netzanbindung gemäß Abschnitt 4.3.3 erneut vorgeladen und an die Lastleitung angebunden werden, wobei im Augenblick des Zuschaltens ein erneuter Wechsel zurück zu den gekoppelten Regelstrategien aus den Abbildungen 4.2 oder 4.3 erfolgt.

4.1.2 Hystereseregelung des Hauptstromrichters

Um eine sehr hohe Zuverlässigkeit der Strombegrenzung des aktiven Filters zu erreichen, kann dessen Laststrom durch eine Hystereseregelung des Hauptstromrichters in einem definierten Strombereich gehalten werden. Abbildung 4.4 ist zu entnehmen, dass die Grundschwingungsregelung des Netzstroms durch das aktive Filter aus Abschnitt 4.1.1 beibehalten werden kann. Gegenüber dieser Grundschwingungsregelung in dq-Koordinaten erfolgt die Hystereseregelung des Laststroms des aktiven Filters durch den Hauptstromrichter im $\alpha\beta$-Koordinatensystem. Im Vergleich zur Regelstrategie aus Abschnitt 4.1.1 erfolgt daher eine Clarke-Transformation der dreiphasigen Ströme $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$ in deren $\alpha\beta$-Koordinaten $\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$, die der Hystereseregelung als Eingangsgrößen zugeführt werden. Da der Hauptstromrichter auch bei dieser übergeordneten Regelstrategie die Energieregelung des aktiven Filters übernimmt, wird der durch diese bestimmte Sollwert des Grundschwingungsstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af,dq}}$ durch eine inverse Park-Transformation ebenfalls in seine $\alpha\beta$-Koordinaten ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ überführt und der Hystereseregelung übergeben.

Die eingesetzte Hystereseregelung basiert auf der von Holtz und Stadtfeld in [101] eingeführten prädiktiven Stromregelung. In den Beiträgen [E5–E7] erfolgt eine ausführliche Beschreibung und eine Anpassung des Verfahrens an die vorgeschlagene Stromrichterkonfiguration in Abbildung 4.1. Bei Erreichen einer festgelegten Abweichung des Istwertraumzeigers $\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ von seinem Sollwert $\underline{i}^{*}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ werden unter Berücksichtigung der aktuellen Sollspannung des aktiven Filters $\underline{u}^{*}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$, des Raumzeigers $\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ und der Kopplungsinduktivität $L_{\mathrm{f,hs}}$ für alle Schaltzustände des Hauptstromrichters die zu erwartenden Stromänderungen vorausberechnet. Zur Reduktion der Schaltfrequenz wird schließlich der Schaltzustand ausgewählt, für den der Stromraumzeiger $\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ in das zulässige

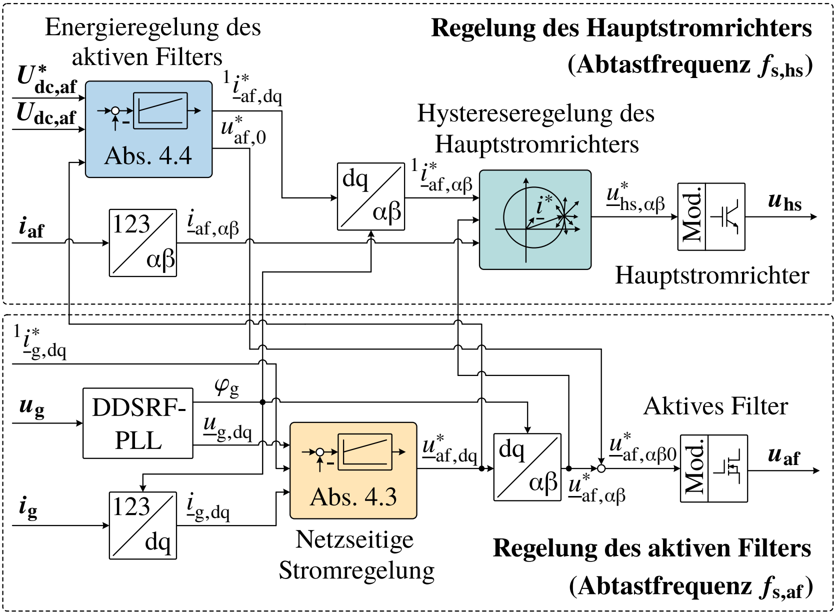


Abbildung 4.4: Gekoppelte Regelung mit Hystereseregelung des Hauptstromrichters in $\alpha\beta$-Koordinaten und Grundschwingungsregelung des aktiven Filters im rotierenden dq-Koordinatensystem.

Hystereseband zurückkehrt und für den dieser die Hysteresegrenze erst nach einer größtmöglichen Zeitdauer erneut erreicht. Der $\alpha\beta$-Spannungsraumzeiger des ausgewählten Schaltzustands $\underline{u}^*_{hs,\alpha\beta}$ wird anschließend an ein Modulationsverfahren zur Generation der Schaltsignale des Hauptstromrichters übergeben. Zur Verlustdeckung und Energiesymmetrierung des aktiven Filters wird der durch die Energieregelung bestimmte Grundschwingungsstrom $^1\underline{i}_{af,dq}$ durch eine inverse Park-Transformation in $\alpha\beta$-Koordinaten überführt und von der Hystereseregelung als Stromsollwert verwendet. Für eine weiterführende Beschreibung des prädiktiven Stromregelverfahrens sei auf die Beiträge [E5, 101, 102] verwiesen.
In Abbildung 4.4 ist zu erkennen, dass die Hystereseregelung des Hauptstromrichters auf einer Kopplung der Regelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter basiert. Ein Vorteil dieser übergeordneten Regelstrategie besteht in der direkten Laststromregelung des aktiven Filters und einer daher sehr zuverlässigen und arbeitspunktunabhängigen Laststrombegrenzung. Um diese insbesondere

auch für geringe Kopplungsinduktivitäten sicherzustellen, sind gegenüber dem Verfahren aus Abschnitt 4.1.1 jedoch eine deutlich höhere Abtastfrequenz des Hauptstromrichters $f_{s,hs}$, eine höhere Messgenauigkeit der eingesetzten Stromsensoren und eine höhere Rechenleistung der Prozessoreinheit erforderlich. Eine weitere Herausforderung dieses Verfahrens besteht in der resultierenden variablen Schaltfrequenz des Hauptstromrichters, die eine Begrenzung der Anzahl von aufeinanderfolgenden Schalthandlungen eines einzelnen Leistungshalbleiters zur Vermeidung von dessen Beschädigung voraussetzt.

4.1.3 Entkoppelte Grundschwingungsregelung

Die in den Abschnitten 4.1.1 und 4.1.2 beschriebenen Regelstrategien erfordern eine Kommunikationsschnittstelle zwischen den Regelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter. Den Abbildungen 4.2 bis 4.4 kann entnommen werden, dass diese für den Austausch von Ein- und Ausgangsgrößen der Energieregelung des aktiven Filters, dessen Sollspannung und des durch die DDSRF-PLL bestimmten Netzwinkels verwendet wird. Die gekoppelte Grundschwingungsregelung aus Abschnitt 4.1.1 verwendet darüber hinaus identische Stromsollwerte für die stromrichter- und netzseitigen Stromregelungen. Um eine Entkopplung der Regelungen zu erreichen und damit einen autarken Betrieb des aktiven Filters zu ermöglichen, müssen alle zwischen den Stromrichtern übertragenen Größen durch die in den jeweiligen Regelungsstrukturen verfügbaren Größen ersetzt und die Energieregelung des aktiven Filters durch dieses übernommen werden. Da der Ausgangsstrom des aktiven Filters in Abbildung 4.4 direkt durch die Hystereseregelung des Hauptstromrichters geregelt wird und durch das aktive Filter nicht beeinflusst werden kann, eignet sich diese übergeordnete Regelstrategie folglich nicht für eine Entkopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter. Aus diesem Grund wird im Folgenden ausgehend von der gekoppelten Grundschwingungsregelung aus Abschnitt 4.1.1 eine entkoppelte Regelungsstruktur abgeleitet.
Die gekoppelten Grundschwingungsregelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter in Abbildung 4.2 erhalten den gleichen Stromsollwert ${}^{1}\underline{i}^{*}_{g,dq}$, auf deren Wert der Hauptstromrichter- und Netzstrom durch die voneinander unabhängigen stromrichter- und netzseitigen Stromregelungen aus den Abschnitten 4.2 und 4.3 eingestellt werden. Hinsichtlich der angestrebten Laststrombegrenzung des aktiven Filters resultiert daraus die Herausforderung, das Führungsgrößenverhalten der Stromregelungen trotz unterschiedlicher Abtastfrequenzen und Gegenspannungen aufeinander abzustimmen, sodass eine hohe Übereinstimmung von Hauptstromrichter- und Netzstrom auch in transienten Arbeitspunkten sichergestellt wird. Um eine Anpassung des Führungsgrößenver-

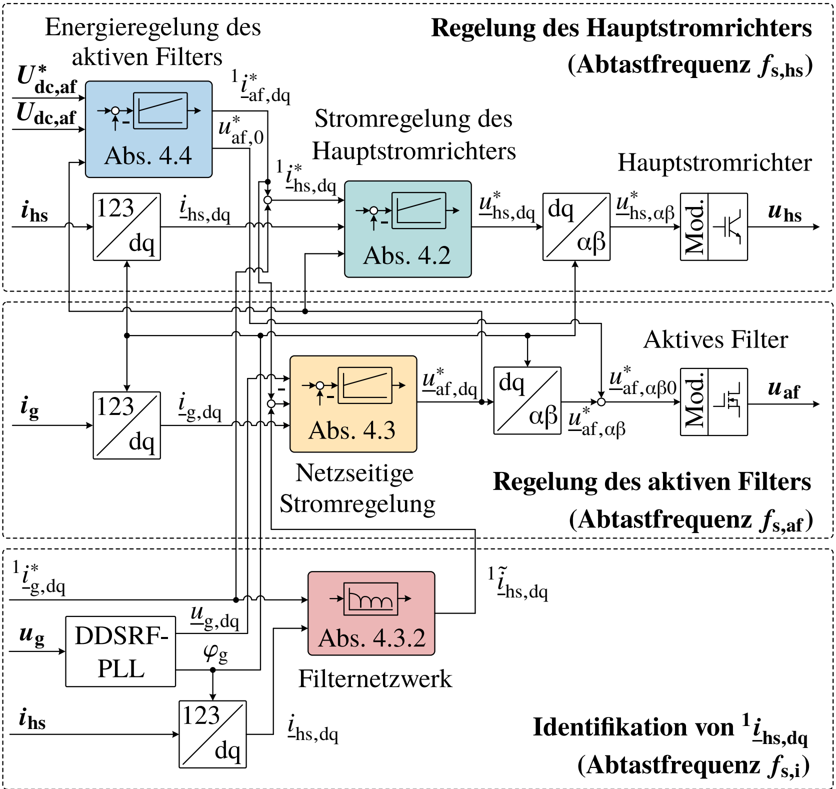


Abbildung 4.5: Gekoppelte Grundschwingungsregelungen mit entkoppelten Stromsollwerten und Filternetzwerk im rotierenden dq-Koordinatensystem.

haltens der Stromregelkreise zu vermeiden, stellt die Verwendung des Istwerts der Grundschwingung des Hauptstromrichterstroms als Sollwert für die netzseitige Stromregelung des aktiven Filters eine geeignete Alternative dar. Dessen gegenüber dem Hauptstromrichter erhöhte Abtast- und Regelfrequenz ermöglicht ein präzises Einregeln des Netzstroms auf die Grundschwingung des Hauptstromrichterstroms. Bei genauer Kenntnis von letzterer kann dadurch eine zuverlässige Laststrombegrenzung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten sowie im Fehlerfall erreicht werden. Eine wichtige Voraussetzung für diese Regelstrategie besteht daher in der Bestimmung der Grundschwingung des

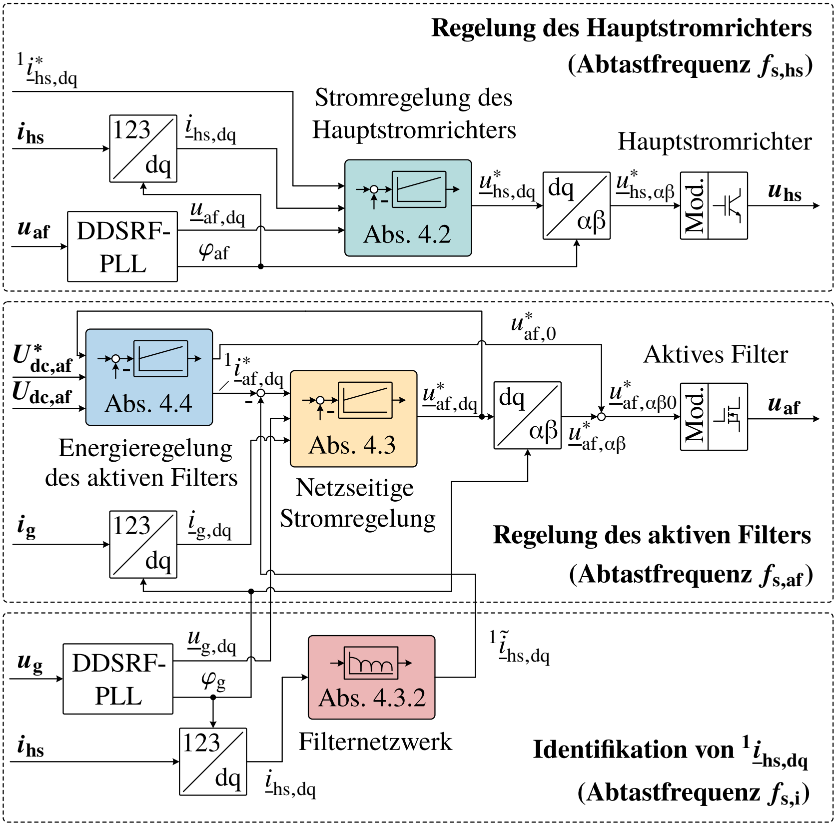


Abbildung 4.6: Entkoppelte Grundschwingungsregelungen mit entkoppelten Stromsollwerten und Filternetzwerk im rotierenden *dq*-Koordinatensystem.

Hauptstromrichterstroms $^1\underline{i}_{hs,dq}$ mit möglichst geringen Abweichungen, da diese zu einer Differenz zwischen den Istwerten von Hauptstromrichter- und Netzstrom und somit zu einer erhöhten Strombelastung des aktiven Filters führen würden. Geht man zunächst von einer Beibehaltung der Kommunikationsschnittstellen und einem Betrieb des Hauptstromrichters mit symmetrischer oder asymmetrischer Abtastung aus, so könnte $^1\underline{i}_{hs,dq}$ durch die Strommessung des Hauptstromrichters bestimmt und der netzseitigen Stromregelung des aktiven Filters bereitgestellt werden. Dabei ist jedoch zu beachten, dass netzseitige Stromrichter hoher Leistung

mit maximalen Schaltfrequenzen im einstelligen Kilohertz-Bereich betrieben werden, sodass der durch den Hauptstromrichter gemessene Strom insbesondere bei transienten Vorgängen zwischen den Abtastzeitpunkten deutliche Abweichungen zum Istwert aufweisen kann. Neben einer Stromprädiktion nach Abbildung 4.3 stellt die Extraktion von $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ aus dem Signal einer Strommessung mit einer höheren Abtastfrequenz $f_{\mathrm{s,i}} > f_{\mathrm{s,hs}}$ eine weitere Möglichkeit dar, die durch eine Park-Transformation und anschließende Filterung in dq-Koordinaten erfolgen kann und in Abschnitt 4.3.2 beschrieben wird. Abbildung 4.5 zeigt die resultierende Regelungsstruktur, die weiterhin eine Kopplung zwischen Hauptstromrichter und aktivem Filter aufweist. Ein Vorteil gegenüber der gekoppelten Grundschwingungsregelung aus Abbildung 4.2 besteht in den unabhängigen Sollwerten der Stromregelungen, wobei die Verwendung des Istwerts $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ als Sollwert für die netzseitige Stromregelung eine vom Führungsgrößenverhalten der Stromregelung des Hauptstromrichters näherungsweise unabhängige Laststrombegrenzung des aktiven Filters ermöglicht. Die zunächst beibehaltenen Kommunikationsschnittstellen ermöglichen dem Filternetzwerk durch die Bereitstellung des für die Stromregelung des Hauptstromrichters verwendeten Netzstromsollwerts eine präzise Erkennung einer Arbeitspunktänderung, wodurch beim Übergang zwischen stationären und transienten Betriebspunkten Filter mit unterschiedlichen Übertragungsfunktionen eingesetzt werden können.
Das in Abbildung 4.5 verwendete Filternetzwerk zur Identifikation des Grundschwingungsanteils ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ stellt eine wichtige Voraussetzung zur vollständigen Entkopplung der Regelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter dar. Um diese zu erreichen, ist das Filternetzwerk um eine in Abschnitt 4.3.2 beschriebene Erkennung einer Arbeitspunktänderung des Hauptstromrichters auch ohne Kenntnis von dessen Stromsollwert zu erweitern. Durch die zusätzliche Übernahme der Energieregelung durch das aktive Filter und die Ergänzung der Regelung des Hauptstromrichters um eine DDSRF-PLL zur Identifikation von dessen Gegenspannung, der Ausgangsspannung des aktiven Filters, kann schließlich eine vollständige Entkopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter gemäß Abbildung 4.6 erreicht werden. Diese Regelstrategie ermöglicht nach Erweiterung um das in Abschnitt 4.3.3 vorgestellte Verfahren zur Netzanbindung einen entkoppelten und lastunabhängigen Einsatz des aktiven Filters zur Oberschwingungskompensation in elektrischen Netzen in stationären und transienten Arbeitspunkten sowie im Fehlerfall. Dadurch wird eine signifikante Erweiterung des Anwendungsfelds von spannungseinprägenden aktiven Filtern erreicht.

4.2 Stromregelung des Hauptstromrichters

Die Stromregelung des Hauptstromrichters übernimmt die Einstellung von dessen Ausgangsstrom auf einen vorgegebenen Sollwert. Um eine aufwandsarme Verwendung des Stromregelkreises in den übergeordneten Grundschwingungsregelungen aus den Abschnitten 4.1.1 und 4.1.3 zu ermöglichen, erfolgt die Regelung des Hauptstromrichterstroms im rotierenden dq-Koordinatensystem[4]. Gemäß den Abbildungen 4.2, 4.3, 4.5 und 4.6 stehen der Stromregelung die in dq-Koordinaten transformierten Soll- und Istwerte des Hauptstromrichterstroms sowie die Ausgangsspannung des aktiven Filters, die der Gegenspannung des Hauptstromrichters entspricht, als Eingangsgrößen zur Verfügung.
Abbildung 4.7 zeigt das Blockschaltbild einer zeitdiskreten Grundschwingungsstromregelung mit PI-Regler, die auf konventionellen Regelstrategien im dq-Koordinatensystem (vgl. Abschnitt 3.5) basiert und in [E3, E4, E8] für die Stromrichterkonfiguration in Abbildung 4.1 vorgeschlagen wurde. Der Proportionalanteil des Reglers entspricht darin:

$$G_{\mathrm{rp,hs}}(z) = K_{\mathrm{rp,hs}} \tag{4.2}$$

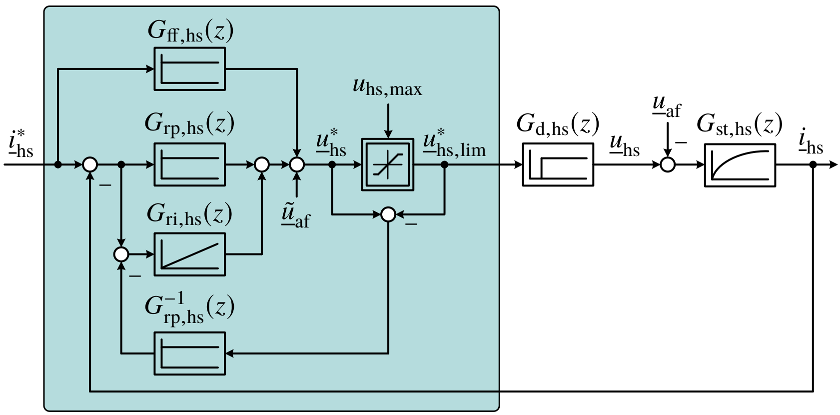


Abbildung 4.7: Zeitdiskrete Grundschwingungsstromregelung des Hauptstromrichters mit PI-Regler, Vorsteuerung und Stellgrößenbeschränkung mit Anti-Windup.

[4]Zur Verbesserung der Übersicht wird in den folgenden Abschnitten auf das Subskript dq zur Kennzeichnung dieses Bezugssystems verzichtet.

Die Übertragungsfunktion des Integralanteils setzt sich aus dem Produkt von Verstärkungsfaktor $K_{\mathrm{ri,hs}}$, der durch den Quotient von Verstärkungsfaktor des Proportionalanteils $K_{\mathrm{rp,hs}}$ und Nachstellzeit $T_{\mathrm{ri,hs}}$ ausgedrückt werden kann, und einem zeitdiskreten Integrator zusammen:

$$G_{\mathrm{ri,hs}}(z) = \frac{K_{\mathrm{ri,hs}}}{f_{\mathrm{s,hs}}(z-1)} = \frac{K_{\mathrm{rp,hs}}}{T_{\mathrm{ri,hs}} f_{\mathrm{s,hs}}(z-1)} \tag{4.3}$$

Zur Verbesserung des Führungsgrößenverhaltens der Stromregelung erfolgt eine Vorsteuerung des stationären Spannungsabfalls über der stromrichterseitigen Filterdrossel:

$$G_{\mathrm{ff,hs}}(z) = R_{\mathrm{f,hs}} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}} \tag{4.4}$$

Zusätzlich wird die Ausgangsspannung des aktiven Filters vorgesteuert, wobei diese bei den gekoppelten Grundschwingungsregelungen aus Abschnitt 4.1.1 der Stellgröße des Stromregelkreises des aktiven Filters entspricht und bei der entkoppelten Grundschwingungsregelung aus Abschnitt 4.1.3 durch eine Messung bestimmt wird. Die Stellgröße des Stromregelkreises, die der Sollspannung des Hauptstromrichters entspricht, wird auf die mit linearer Modulation maximal erreichbare Ausgangsspannung $u_{\mathrm{hs,max}}$ begrenzt. Um eine negative Beeinflussung der Stabilität und des Ausregelverhaltens des Regelkreises durch die Störgrößenbegrenzung zu vermeiden, wird eine konventionelle Anti-Windup-Methode mit Rückrechnung eingesetzt [B10, B11].
Die Rechentotzeit von einer Abtastperiodendauer wird am Ausgang des Regelkreises durch ein Verzögerungsglied berücksichtigt:

$$G_{\mathrm{d,hs}}(z) = z^{-1} \tag{4.5}$$

Der Hauptstromrichterstrom ergibt sich schließlich aus dem Spannungsabfall über der stromrichterseitigen Filterdrossel, deren in den z-Bereich transformierte Übertragungsfunktion unter Berücksichtigung der Frequenzübersetzung zwischen $\alpha\beta$- und dq-Koordinaten [103] durch Gleichung (4.6) gegeben ist.

$$G_{\mathrm{st,hs}}(z) = \frac{1}{(R_{\mathrm{f,hs}} + f_{\mathrm{s,hs}} L_{\mathrm{f,hs}} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}})z - f_{\mathrm{s,hs}} L_{\mathrm{f,hs}}} \tag{4.6}$$

Eine einfache Möglichkeit zur Auslegung des PI-Reglers ist durch das Betragsoptimum nach [B17] gegeben. Die bei symmetrischer Abtastung zusätzliche

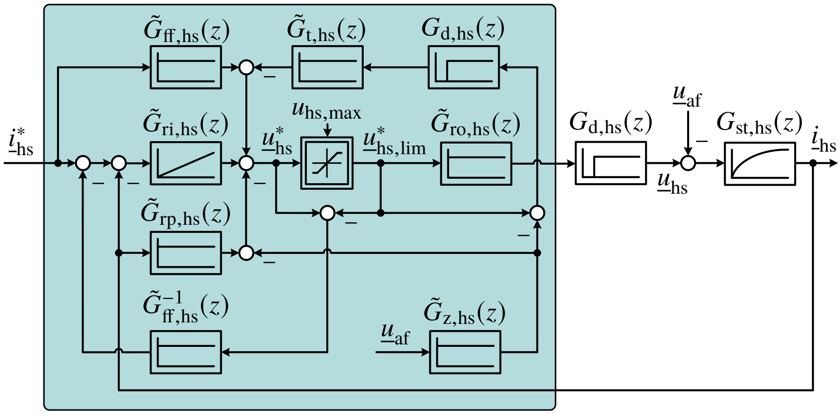


Abbildung 4.8: Zeitdiskrete Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters mit PI-Regler, Vorsteuerung und Stellgrößenbeschränkung mit Anti-Windup nach [B18].

Stromrichtertotzeit von einer halben Abtastperiode [B13] ergibt eine Gesamtverzögerungszeit von:

$$T_{d,hs} = \frac{1{,}5}{f_{s,hs}} \tag{4.7}$$

Daraus folgt für die Proportionalverstärkung:

$$K_{rp,hs} = \frac{L_{f,hs} f_{s,hs}}{3} \tag{4.8}$$

Die Nachstellzeit des PI-Reglers entspricht der Streckenzeitkonstante $\tau_{st,hs}$ und ergibt sich zu:

$$T_{ri,hs} = \tau_{st,hs} = \frac{L_{f,hs}}{R_{f,hs}} \tag{4.9}$$

Hinsichtlich der angestrebten Anpassung des Führungsgrößenverhaltens von aktivem Filter und Hauptstromrichter besteht bei der Regelungsstruktur in Abbildung 4.7 die Herausforderung, dass für die beiden Stromrichter infolge der unterschiedlichen Regelstrecken sowie Abtast- und Regelfrequenzen ein abweichendes An- und Ausregelverhalten zu erwarten ist. Aus diesem Grund stellt die Verwendung des von Nuß in [B18] beschriebenen zeitdiskreten Stromzustandsreglers eine attraktive Alternative dar, der ein Erreichen des Stromsollwerts innerhalb einer endlichen Einstellzeit ermöglicht. Die zugehörige Regelungsstruktur in

Abbildung 4.8 umfasst ebenfalls einen PI-Regler, eine Vorsteuerung sowie eine Stellgrößenbegrenzung. Die im Folgenden beschriebenen Übertragungsfunktionen der aus [B18] entnommenen Regelungsparameter sind zur Unterscheidung zur konventionellen Grundschwingungsstromregelung in Abbildung 4.7 mit einer Tilde gekennzeichnet sind.
Das Führungsgrößenverhalten der Regelungsstruktur kann durch den Eigenwert $z_{\mathrm{w,hs}}$ mit der Zeitkonstante $\tau_{\mathrm{w,hs}}$ eingestellt werden, wobei der Regler durch die Wahl $\tau_{\mathrm{w,hs}} = 0$ als Deadbeat-Regler mit endlicher Einstellzeit konfiguriert werden kann.

$$z_{\mathrm{w,hs}} = e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{w,hs}}}} \tag{4.10}$$

Der Einfluss von Störgrößen, Parameterungenauigkeiten und nichtidealen Stromrichtereigenschaften auf das Regelverhalten kann durch den Regelungseigenwert $z_{\mathrm{i,hs}}$ angepasst werden. Die Integrationszeitkonstante $\tau_{\mathrm{i,hs}}$ ist dabei deutlich kleiner als eins und größer als null zu wählen.

$$z_{\mathrm{i,hs}} = e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{i,hs}}}} \tag{4.11}$$

Eine Vorsteuerung erfolgt durch die Multiplikation des Stromsollwerts mit $\tilde{G}_{\mathrm{ff,hs}}(z)$:

$$\tilde{G}_{\mathrm{ff,hs}}(z) = (1 - z_{\mathrm{w,hs}}) \frac{R_{\mathrm{f,hs}}}{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}}}} \tag{4.12}$$

Die Übertragungsfunktion des Integralanteils des Reglers ergibt sich aus einem Integrationsbeiwert und einem diskreten Integrator:

$$\tilde{G}_{\mathrm{ri,hs}}(z) = \big((1 - z_{\mathrm{i,hs}}) G_{\mathrm{ff,hs}}(z)\big) \frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{z - 1} \tag{4.13}$$

Der Proportionalanteil des Reglers berechnet sich zu:

$$\begin{aligned} \tilde{G}_{\mathrm{rp,hs}}(z) = {} & \frac{R_{\mathrm{f,g}}}{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}}}} \Big((1 - z_{\mathrm{w,hs}})(1 - z_{\mathrm{i,hs}}) \\ & + (1 - z_{\mathrm{w,hs}} - z_{\mathrm{i,hs}} + e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,hs}}}) e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,hs}}} \Big) \end{aligned} \tag{4.14}$$

Zur Berücksichtigung einer Verzögerung der Gegenspannungsvorsteuerung um eine Abtastperiode wird der Totzeitbeiwert $\tilde{G}_{\mathrm{t,hs}}(z)$ verwendet:

$$\tilde{G}_{\mathrm{t,hs}}(z) = 1 - z_{\mathrm{w,hs}} - z_{\mathrm{i,hs}} + e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,hs}}} \tag{4.15}$$

Eine Störgrößenaufschaltung erfolgt mit dem Verstärkungsfaktor $\tilde{G}_{\mathrm{z,hs}}(z)$:

$$\tilde{G}_{\mathrm{z,hs}}(z) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}}}} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{\tau_{\mathrm{st,hs}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,hs}}}}{1 + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} \tau_{\mathrm{st,hs}}} \right) \tag{4.16}$$

Der Vorfaktor $\tilde{G}_{\mathrm{ro,hs}}(z)$ entspricht:

$$\tilde{G}_{\mathrm{ro,hs}}(z) = e^{\mathrm{j}2\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,hs}}} \tag{4.17}$$

Zur Verringerung des Rechenaufwands erfolgt in Abbildung 4.8 am Ausgang der Regelungsstruktur die Multiplikation von $\tilde{G}_{\mathrm{ro,hs}}(z)$ mit der resultierenden Stellgröße $\underline{u}^*_{\mathrm{hs,lim}}$. Das Verzögerungsglied zur Berücksichtigung der Rechentotzeit und die Übertragungsfunktion der Regelstrecke können den Gleichungen (4.5) und (4.6) entnommen werden.
Die Konfiguration als Deadbeat-Regler mit endlicher Einstellzeit durch die oben erwähnte Festlegung der Zeitkonstante $\tau_{\mathrm{w,hs}} = 0$ ermöglicht bei bekannten Streckenparametern und Totzeiten ein überschwingungsfreies Erreichen des Stromsollwerts nach einer Abtastperiode. Geht man während einem Arbeitspunktwechsel von einer näherungsweise linearen Stromänderung aus, so bietet der Stromzustandsregler sehr gute Voraussetzungen, um das Führungsgrößenverhalten der Stromregelkreise von Hauptstromrichter und aktivem Filter aneinander anzupassen. Es ist jedoch davon auszugehen, dass das Führungsgrößenverhalten durch die aufgrund der höheren Schalt- und Regelfrequenz des aktiven Filters fehlerbehaftete Vorsteuerung der Gegenspannung $\underline{u}_{\mathrm{af}}$, Parameterungenauigkeiten und nichtideale Stromrichtereigenschaften beeinflusst wird. Um dennoch ein definiertes Regelverhalten des Stromregelkreises zu erhalten, an die eine Anpassung des netzseitigen Stromregelkreises zur Minimierung der Strombelastung des aktiven Filters bei transienten Vorgängen möglich ist, kann eine Begrenzung der Änderungsrate des Stromsollwerts des Hauptstromrichters gemäß Abbildung 4.11(a) erfolgen.

4.3 Stromregelung des aktiven Filters

In diesem Abschnitt wird die Regelungsstruktur des aktiven Filters zur Einprägung eines vorgegebenen Netzstroms vorgestellt. Analog zur in Abschnitt 4.2 beschriebenen Stromregelung des Hauptstromrichters werden dafür zunächst geeignete Ansätze eingeführt und diskutiert. Zusätzlich zur Sicherstellung einer Übereinstimmung von Soll- und Istwert in stationären Arbeitspunkten besteht für den Regelungsentwurf die wesentliche Anforderung, durch eine Anpassung des Führungsgrößenverhaltens an den in Abschnitt 4.2 beschriebenen Stromregelkreis des Hauptstromrichters auch in transienten Arbeitspunkten eine hohe Übereinstimmung von Hauptstromrichter- und Netzstrom zu gewährleisten. Die für die Regelstrategien mit unabhängigen Sollwerten zusätzlich zur netzseitigen Stromregelung erforderliche Bestimmung des Netzstromsollwerts wird in den Abschnitten 4.3.1 und 4.3.2 hergeleitet. In Abschnitt 4.3.2 wird ein Verfahren zur Netzanbindung des aktiven Filters beschrieben, das eine vom Arbeitspunkt des Hauptstromrichters unabhängige Verbindung mit der Lastleitung ermöglicht.
In Abbildung 4.9 ist das Blockschaltbild einer zeitdiskreten Grundschwingungsregelung mit PI-Regler dargestellt, die wie die Regelungsstruktur des Hauptstromrichters in Abbildung 4.7 auf konventionellen Regelstrategien im dq-Koordinatensystem basiert und in [E3, E4, E8] an die Stromrichterkonfiguration aus Abbildung 4.1 angepasst wurde. In gleicher Weise wie in Abschnitt 4.2 entspricht der Proportionalanteil darin:

$$G_{\mathrm{rp,af}}(z) = K_{\mathrm{rp,af}} \tag{4.18}$$

Analog zu Gleichung (4.3) berechnet sich der Integralanteil gemäß:

$$G_{\mathrm{ri,af}}(z) = \frac{K_{\mathrm{ri,af}}}{f_{\mathrm{s,af}}(z-1)} = \frac{K_{\mathrm{rp,af}}}{T_{\mathrm{ri,af}} f_{\mathrm{s,af}}(z-1)} \tag{4.19}$$

Die Vorsteuerung des stationären Spannungsabfalls über der netzseitigen Filterdrossel erfolgt durch:

$$G_{\mathrm{ff,af}}(z) = R_{\mathrm{f,g}} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,g}} \tag{4.20}$$

Weiterhin erfolgt eine Vorsteuerung der durch eine Messung bestimmten Netzspannung, eine Stellgrößenbeschränkung mit Anti-Windup und eine Berücksichtigung der Rechentotzeit von einer Abtastperiode durch ein Verzögerungsglied:

$$G_{\mathrm{d,af}}(z) = z^{-1} \tag{4.21}$$

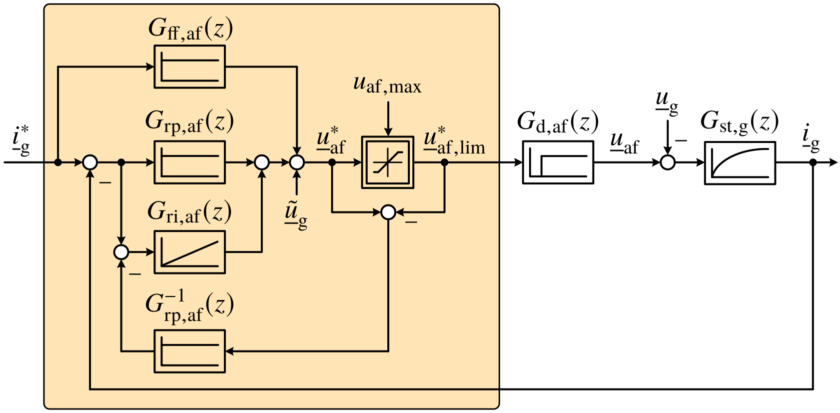


Abbildung 4.9: Zeitdiskrete Grundschwingungsstromregelung des aktiven Filters mit PI-Regler, Vorsteuerung und Stellgrößenbeschränkung mit Anti-Windup.

Die Streckenübertragungsfunktion der Netzseite ergibt sich zu:

$$G_{\mathrm{st,af}}(z) = \frac{1}{(R_{\mathrm{f,g}} + f_{\mathrm{s,af}} L_{\mathrm{f,g}} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,g}})z - f_{\mathrm{s,af}} L_{\mathrm{f,g}}} \tag{4.22}$$

Gemäß Gleichung (4.7) ergibt sich eine Gesamtverzögerungszeit des aktiven Filters von:

$$T_{\mathrm{d,af}} = \frac{1{,}5}{f_{\mathrm{s,af}}} \tag{4.23}$$

Für die Proportionalverstärkung folgt daraus bei Auslegung nach dem Betragsoptimum:

$$K_{\mathrm{rp,af}} = \frac{L_{\mathrm{f,g}} f_{\mathrm{s,af}}}{3} \tag{4.24}$$

Auch in diesem Fall stimmt die Nachstellzeit des PI-Reglers mit der Streckenzeitkonstante $\tau_{\mathrm{st,af}}$ überein:

$$T_{\mathrm{ri,af}} = \tau_{\mathrm{st,af}} = \frac{L_{\mathrm{f,g}}}{R_{\mathrm{f,g}}} \tag{4.25}$$

Wie bereits in Abschnitt 4.2 beschrieben stellt die Anpassung des überschwingungsbehafteten Führungsgrößenverhaltens der nach dem Betragsoptimum ausgelegten Stromregelkreise von aktivem Filter und Hauptstromrichter, die

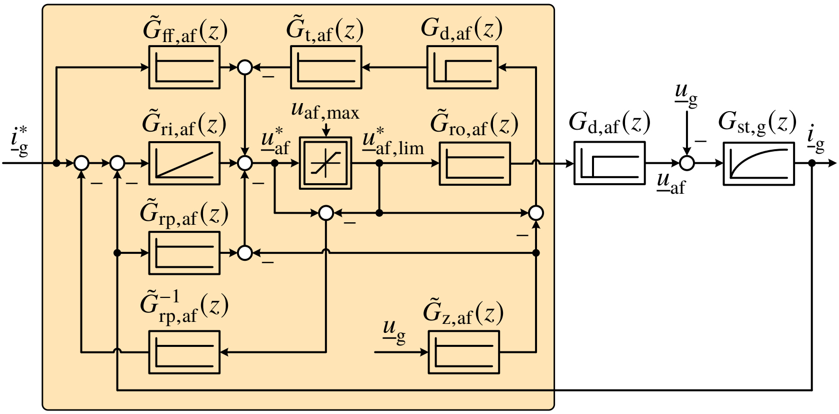


Abbildung 4.10: Zeitdiskrete Stromzustandsregelung des aktiven Filters mit PI-Regler, Vorsteuerung und Stellgrößenbeschränkung mit Anti-Windup nach [B18].

mit unterschiedlichen Abtast- und Regelfrequenzen betrieben werden, in den Abbildungen 4.7 und 4.9 eine wesentliche Herausforderung dar. Daher ist der Einsatz der in Abbildung 4.10 dargestellten Deadbeat-Regelungsstruktur nach [B18] durch das bei bekannten Streckenparametern und Totzeiten überschwingungsfreie Führungsgrößenverhalten mit endlicher Einstellzeit auch für die Stromregelung des aktiven Filters vielversprechend. Die zugehörigen Übertragungsfunktionen basieren gemäß Abschnitt 4.2 auf [B18] und werden im Folgenden beschrieben. Der Regelungseigenwert $z_{w,af}$ ergibt sich in Abhängigkeit der Zeitkonstante $\tau_{w,af}$ zu:

$$z_{w,af} = e^{-\frac{T_{s,af}}{\tau_{w,af}}} \tag{4.26}$$

Der zweite Regelungseigenwert $z_{i,hs}$ zur Beeinflussung des Integralanteils der Regelung berechnet sich gemäß Gleichung (4.27) in Abhängigkeit der Integrationszeitkonstante $\tau_{i,hs}$, deren Wert weiterhin deutlich kleiner als eins und größer als null zu wählen ist.

$$z_{i,af} = e^{-\frac{T_{s,af}}{\tau_{i,af}}} \tag{4.27}$$

Die Übertragungsfunktion der Vorsteuerung $\tilde{G}_{\mathrm{ff,af}}(z)$ entspricht:

$$\tilde{G}_{\mathrm{ff,af}}(z) = (1 - z_{\mathrm{w,af}}) \frac{R_{\mathrm{f,g}}}{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}}}} \tag{4.28}$$

Der Integralanteil des Reglers setzt sich aus einem Integrationsbeiwert und einem diskreten Integrator zusammen:

$$\tilde{G}_{\mathrm{ri,af}}(z) = \big((1 - z_{\mathrm{i,af}}) G_{\mathrm{ff,af}}(z)\big) \frac{T_{\mathrm{s,af}}}{z - 1} \tag{4.29}$$

Für den Proportionalanteil des Reglers folgt:

$$\begin{aligned}\tilde{G}_{\mathrm{rp,af}}(z) = \frac{R_{\mathrm{f,g}}}{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}}}} \Bigg(&(1 - z_{\mathrm{w,af}})(1 - z_{\mathrm{i,af}}) \\ &+ (1 - z_{\mathrm{w,af}} - z_{\mathrm{i,af}} + e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,af}}}) e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,af}}} \Bigg)\end{aligned} \tag{4.30}$$

Die Verzögerung von einer Abtastperiode bei der Vorsteuerung der Gegenspannung wird durch den Totzeitbeiwert $\tilde{G}_{\mathrm{t,af}}(z)$ berücksichtigt:

$$\tilde{G}_{\mathrm{t,af}}(z) = 1 - z_{\mathrm{w,af}} - z_{\mathrm{i,af}} + e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,af}}} \tag{4.31}$$

Die Störgrößenaufschaltung erfolgt dabei mit dem Verstärkungsfaktor $\tilde{G}_{\mathrm{z,af}}(z)$:

$$\tilde{G}_{\mathrm{z,af}}(z) = \frac{1}{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}}}} \left(\frac{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,af}}}{\tau_{\mathrm{st,af}}} - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,af}}}}{1 + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} \tau_{\mathrm{st,af}}} \right) \tag{4.32}$$

Am Ausgang des Stromregelkreises erfolgt eine Multiplikation der resultierenden Stellgröße $\underline{u}^*_{\mathrm{af,lim}}$ mit dem Vorfaktor $\tilde{G}_{\mathrm{ro,af}}(z)$:

$$\tilde{G}_{\mathrm{ro,af}}(z) = e^{\mathrm{j}2\omega_{\mathrm{g}} T_{\mathrm{s,af}}} \tag{4.33}$$

Das Verzögerungsglied zur Berücksichtigung der Rechentotzeit der Stromregelung des aktiven Filters und die Streckenübertragungsfunktion der Netzseite ergeben sich aus den Gleichungen (4.21) und (4.22).
Wie in Abschnitt 4.2 beschrieben führt die Wahl der Zeitkonstante $\tau_{\mathrm{w,af}} = 0$ zur Konfiguration als Deadbeat-Regler, der ein Erreichen des Stromsollwerts nach

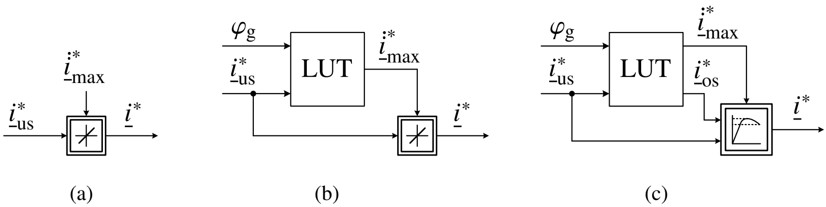


Abbildung 4.11: Verfahren zur Anpassung der Stromsollwerte: arbeitspunktunabhängige Begrenzung der Änderungsrate (a), arbeitspunktabhängige Begrenzung der Änderungsrate (b) und Vorgabe einer Stromtrajektorie (c).

einer Abtastperiode ermöglicht. Das aktive Filter weist mit der Netzspannung im Gegensatz zum Hauptstromrichter eine in guter Näherung konstante Gegenspannung auf. Dennoch ist eine Beeinträchtigung des Führungsgrößenverhaltens des Stromregelkreises durch die in der Regel nicht exakte Kenntnis der Netzimpedanz zu erwarten, die zudem zeitlichen Veränderungen unterliegen kann. Infolge der deutlich höheren Abtast- und Regelfrequenz ist dennoch davon auszugehen, dass das aktive Filter ein dem Hauptstromrichter überlegenes Führungsgrößenverhalten erreicht. Aus diesem Grund wird angestrebt, das Regelverhalten der Stromregelung des aktiven Filters dem des Hauptstromrichters anzupassen und damit eine Laststrombegrenzung des aktiven Filters bei transienten Vorgängen sicherzustellen. In einem ersten Schritt kann dies entsprechend Abbildung 4.11(a) durch eine einheitliche Begrenzung der Änderungsrate des Stromsollwerts auf einen festzulegenden Wert $\dot{\underline{i}}^*_{\mathrm{max}}$ erfolgen. Falls erforderlich, kann dieses Verfahren gemäß Abbildung 4.11(b) durch eine Lookup-Tabelle (LUT) erweitert werden, die eine netzwinkel- und leistungsfaktorabhängige Anpassung der Änderungsrate des Stromsollwerts ermöglicht. Eine noch präzisere Vorgabe des Regelverhaltens lässt sich mit der in Abbildung 4.11(c) dargestellten Methode erreichen, bei der die Änderungsrate und das Überschwingen der Stromtrajektorie des Hauptstromrichters netzwinkel- und leistungsfaktorabhängig bestimmt und dem aktiven Filter als Stromsollwert vorgegeben werden. Ein Nachteil dieser Verfahren besteht allerdings in der aufwandsintensiven LUT-Generierung, die durch die modellbasierte Vorausberechnung der Strom- und Spannungstrajektorien von Hauptstromrichter und aktivem Filter sowie simulations- oder testbasiert durchgeführt werden kann.

4.3.1 Prädiktive Bestimmung des Stromsollwerts

Die gekoppelte Grundschwingungsregelung aus Abbildung 4.3 basiert auf einer modellbasierten Prädiktion des Grundschwingungsstroms ${}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}$, der von der

netzseitigen Stromregelung als Sollwert verwendet wird. Dadurch ist es möglich, den Netzstrom in stationären und transienten Arbeitspunkten dem Istwert des Hauptstromrichterstroms nachzuführen und somit eine erhöhte Strombelastung des aktiven Filters z.B. bei Sollwertsprüngen zu vermeiden.
Obwohl der durch den Hauptstromrichter gemessene Istwert $\underline{i}_{\mathrm{hs}}$, der bei Verwendung einer symmetrischen oder asymmetrischen Abtastung in guter Näherung der Grundschwingung ${}^1\underline{i}_{\mathrm{hs}}$ entspricht, als Eingangsgröße für die Identifikation von ${}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}$ zur Verfügung steht, ist aufgrund der unterschiedlichen Abtast- und Regelfrequenzen von Hauptstromrichter und aktivem Filter eine Bestimmung von ${}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}$ durch das aktive Filter auch zwischen den Abtastzeitpunkten des Hauptstromrichters erforderlich. Aufgrund der Regelungskopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter stellt eine modellbasierte Stromprädiktion eine vielversprechende Möglichkeit dar, für die gemäß Abbildung 4.3 die Ausgangsspannungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter verwendet werden können.
Die Spannung über der stromrichterseitigen Filterdrossel ergibt sich aus der Differenz der Ausgangsspannungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter:

$$ {}^1\underline{u}_{\mathrm{f,hs}} = {}^1\underline{u}_{\mathrm{hs}} - {}^1\underline{u}_{\mathrm{af}} \tag{4.34} $$

Unter Annahme des für Anwendungen im betrachteten Leistungsbereich typischen Verhältnisses $\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}} >> R_{\mathrm{f,hs}}$ fällt diese Spannung in guter Näherung über der Filterinduktivität $L_{\mathrm{f,hs}}$ ab:

$$ {}^1\underline{u}_{\mathrm{f,hs}} = L_{\mathrm{f,hs}} \frac{\mathrm{d}{}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}}{\mathrm{d}t} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}} {}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}} \tag{4.35} $$

Da die Vernachlässigung von $R_{\mathrm{f,hs}}$ bei konstanten Ausgangsspannungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter zu einer linearen Änderung von ${}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}$ innerhalb einer Abtastperiodendauer $T_{\mathrm{s,af}}$ führt, kann eine Diskretisierung des Modells durch eine diskrete Taylorreihe erster Ordnung erfolgen:

$$ {}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k+1) = {}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k) + \left.\frac{\mathrm{d}{}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}}{\mathrm{d}t}\right|_{\mathrm{k}} T_{\mathrm{s,af}} \tag{4.36} $$

Durch Umstellen von Gleichung (4.35) und Einsetzen in Gleichung (4.36) erhält man den nach Ablauf einer Abtastperiode zu erwartenden Hauptstromrichterstrom:

$$ {}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k+1) = {}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k) + \frac{T_{\mathrm{s,af}}}{L_{\mathrm{f,hs}}} \left({}^1\underline{u}_{\mathrm{hs}}(k) - {}^1\underline{u}_{\mathrm{af}}(k) - \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}} {}^1\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k) \right) \tag{4.37} $$

Das auf dieser Berechnung basierende Verfahren zur prädiktiven Sollwertbestimmung für die netzseitige Stromregelung ist in Abbildung 4.12 dargestellt. Darin entspricht die Übertragungsfunktion $\tilde{G}_{\mathrm{x,af}}(z)$:

$$\tilde{G}_{\mathrm{x,af}}(z) = \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}} \tag{4.38}$$

Zur Prädiktion der Stromänderung in der nächsten Abtastperiode wird der Spannungsabfall über der stromrichterseitigen Induktivität mit $\tilde{G}_{\mathrm{sp,af}}(z)$ multipliziert:

$$\tilde{G}_{\mathrm{sp,af}}(z) = \frac{T_{\mathrm{s,af}}}{L_{\mathrm{f,hs}}} \tag{4.39}$$

In Gleichung (4.37) ist zu beachten, dass sich die Ausgangsspannungen ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{hs}}$ und ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af}}$ in der nächsten Abtastperiode ändern und somit zu einer Abweichung des prädizierten Stroms führen können. Durch die Hauptstromrichterspannung sind dabei aufgrund der gegenüber dem aktiven Filter deutlich geringeren Abtast- und Regelfrequenz nur geringe Beeinträchtigungen der Stromprädiktion zu erwarten, zumal dessen Spannungssollwert für die nächste Abtastperiode ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{hs}}(k+1)$ je nach benötigter Rechendauer der Hauptstromrichterregelung für die Berechnung in Gleichung (4.37) vorsteuerbar ist. Demgegenüber besteht bei der zukünftigen Ausgangsspannung des aktiven Filters ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af}}(k+1)$ eine direkte Abhängigkeit zum prädizierten Strom ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k+1)$, da dieser als Sollwert für die Stromregelung verwendet wird und die Ausgangsspannung des aktiven Filters ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af}}(k+1)$ deren Stellgröße entspricht. Für den Fall, dass die dadurch hervorgerufenen Abweichungen der vorausberechneten Ströme ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k+1)$ eine zu hohe Strombelastung des aktiven Filters verursachen, stellt die Wahl einer höheren Abtastfrequenz des aktiven Filters eine Möglichkeit zur Verbesserung des Prädiktionsverhaltens dar. Hinsichtlich einer praktischen Realisierung bestehen weitere mögliche Ursachen für Abweichungen der Stromprädiktion durch Gleichung (4.37) in Sättigungseffekten und Toleranzen der stromrichterseitigen Filterdrossel. Da diese Teil des Stromrichtersystems ist, was eine präzise Bestimmung von deren Induktivität $L_{\mathrm{f,hs}}$ vor Inbetriebnahme des Stromrichtersystems ermöglicht, lassen sich die dadurch zu erwartenden Beeinträchtigungen des Regelverhaltens jedoch gering halten. Um eine Minimierung der resultierenden Gesamtabweichung des prädizierten Stroms ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k+1)$ vom Istwert ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs}}(k+1)$ nach der nächsten Abtastperiode zu erreichen, wird gemäß Abbildung 4.12 in jedem Abtastzeitpunkt des Hauptstromrichters der durch diesen gemessene Wert ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs}}(k)$ als Istwert ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}(k)$ für die Stromprädiktion in Gleichung (4.37) verwendet. Für die Abtastzeitpunkte des aktiven Filters, in denen kein neuer Messwert des Hauptstromrichters durch Vergleich mit dem vorherigen

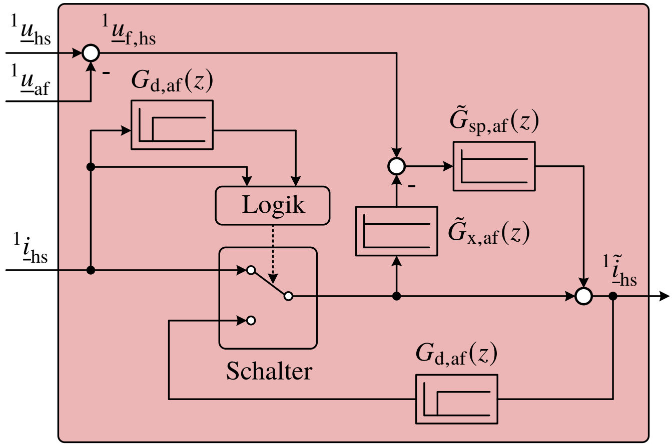


Abbildung 4.12: Verfahren zur Prädiktion des Hauptstromrichterstroms durch das aktive Filter.

Messwert erkannt wird, wird für $^{1}\underline{\tilde{i}}_{\mathrm{hs}}(k)$ der im vorherigen Abtastzeitpunkt prädizierte Strom eingesetzt. Durch dieses Vorgehen wird sichergestellt, dass sich die durch die Einschritt-Prädiktion des Hauptstromrichterstroms verursachten Abweichungen maximal bis zum nächsten Abtastzeitpunkt des Hauptstromrichters aufsummieren können.

4.3.2 Bestimmung des Stromsollwerts durch Überabtastung

Die Grundschwingungsregelungen aus Abschnitt 4.1.3, von denen die Regelstrategie in Abbildung 4.6 einen entkoppelten Betrieb des aktiven Filters ermöglicht, basieren auf einer vom Hauptstromrichter unabhängigen Identifikation des Grundschwingungsstroms $^{1}\underline{\tilde{i}}_{\mathrm{hs}}$, der von der netzseitigen Stromregelung als Sollwert verwendet wird. Dadurch ist es möglich, den Netzstrom in stationären und transienten Arbeitspunkten dem Istwert des Hauptstromrichterstroms nachzuführen und somit eine erhöhte Strombelastung des aktiven Filters z.B. bei Sollwertsprüngen zu vermeiden. Ferner ermöglicht dies eine vollständige Entkopplung der Regelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter, wodurch dieses lastunabhängig zur Oberschwingungskompensation in zahlreichen Anwendungen eingesetzt werden kann.

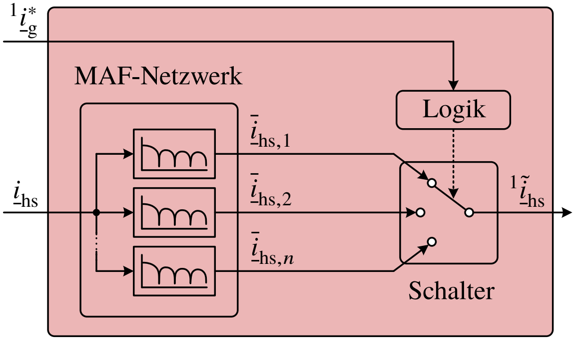


Abbildung 4.13: MAF-Netzwerk mit sollwertbasierter Erkennung von Arbeitspunktänderungen zur Identifikation des Grundschwingungsstroms ${}^{1}\underline{\tilde{i}}_{\text{hs}}$.

Bei der Regelstrategie in Abbildung 4.5 steht für die Identifikation von ${}^{1}\underline{\tilde{i}}_{\text{hs}}$ der vom Hauptstromrichter verwendete Stromsollwert, in diesem Fall ${}^{1}\underline{i}_{\text{g}}^{*}$, weiterhin zur Verfügung. Abbildung 4.13 zeigt ein Filternetzwerk zur Bestimmung von ${}^{1}\underline{\tilde{i}}_{\text{hs}}$, welches neben dem Sollwert ${}^{1}\underline{i}_{\text{g}}^{*}$ den gemäß Abbildung 4.5 durch eine DDSRF-PLL in dq-Koordinaten transformierten und hinsichtlich der Bestimmung von ${}^{1}\underline{\tilde{i}}_{\text{hs}}$ überabgetasteten Hauptstromrichterstrom $\underline{i}_{\text{hs}}$ als Eingangsgröße erhält. Da die Grundschwingungsanteile des Hauptstromrichterstroms im dq-Koordinatensystem Gleichgrößen darstellen, stellt ein gleitendes Mittelwertfilter (MAF[5]) aufgrund der einfachen Implementierbarkeit in einer zeitdiskreten Regelung und der endlichen Impulsantwort (FIR[6]) eine geeignete Möglichkeit zur Bestimmung von ${}^{1}\underline{\tilde{i}}_{\text{hs}}$ dar [B19]. Dabei ist zu beachten, dass die von der Fensterlänge des MAFs abhängige Phasenverschiebung zwischen ${}^{1}\underline{i}_{\text{g}}^{*}$ und dem gefilterten Wert $\underline{\bar{i}}_{\text{hs}}$ bei einer Sollwertänderung eine signifikante Differenz zwischen Hauptstromrichter- und Netzstrom verursachen und damit zu einer erhöhten Strombelastung des aktiven Filters bei transienten Vorgängen führen kann. Aus diesem Grund ist es möglich, entsprechend Abbildung 4.13 ein Filternetzwerk bestehend aus n MAFs mit unterschiedlichen Fensterlängen zu verwenden. Die Entscheidung, welcher gefilterte Wert als Sollwert an die netzseitige Stromregelung weitergegeben wird, erfolgt dabei durch eine zur Erkennung einer Sollwertänderung eingesetzten Logik. Unmittelbar nach einer Änderung des

[5] engl. MAF = Moving Average Filter
[6] engl. FIR = Finite Impulse Response

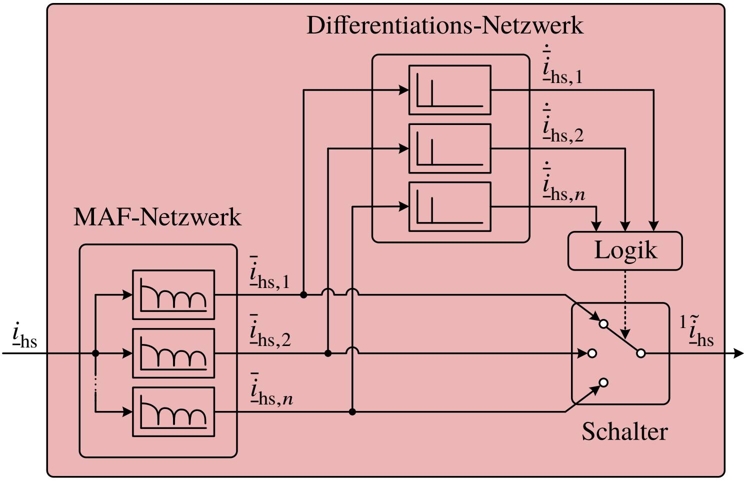


Abbildung 4.14: MAF- und Differentiationsnetzwerk zur Identifikation des Grundschwingungsstroms ${}^1\tilde{\underline{i}}_{hs}$.

Sollwerts ${}^1\underline{i}_g^*$ wäre beispielsweise ein MAF mit geringer Fensterlänge auszuwählen, das gegenüber MAFs mit größeren Fensterlängen zwar eine geringere Rauschunterdrückung bietet, dessen Ausgang jedoch höhere Stromänderungsraten und eine geringere Phasenverschiebung zum Eingangssignal ermöglicht. Bei geringen Sollwertänderungen und in stationären Arbeitspunkten könnten dagegen MAFs mit größeren Fensterlängen ausgewählt werden, die eine hohe Rauschunterdrückung besitzen und deren Ausgänge damit eine hohe Übereinstimmung zum Istwert des Grundschwingungsstroms des Hauptstromrichters aufweisen. Die Bestimmung der MAF-Fensterlängen, die abhängig von den zu kompensierenden Oberschwingungsfrequenzen sind und die Eigenschaften des aktiven Filters erheblich beeinflussen, wird in Kapitel 6 beschrieben.

Die entkoppelte Grundschwingungsregelung aus Abbildung 4.6 bedarf einer Anpassung des Filternetzwerks aus Abbildung 4.13, die eine Identifikation von ${}^1\tilde{\underline{i}}_{hs}$ unabhängig vom Stromsollwert des Hauptstromrichters ermöglicht. Im Detail ist dafür eine Erkennung von Sollwertänderungen ohne Kenntnis von ${}^1\underline{i}_g^*$ und eine darauf basierende Auswahl eines MAFs erforderlich. Dies kann gemäß Abbildung 4.14 durch ein ergänztes Differentiationsnetzwerk erreicht werden, dass die Änderungsrate der gefilterten Stromwerte bestimmt und der Logik zur Auswahl eines geeigneten MAFs bereitstellt. Im Fall einer Sollwertänderung, für die der

Ausgang eines MAFs mit kurzer Fensterlänge nach kurzer Verzögerung eine hohe Änderungsrate aufweist, wäre im Folgenden dieser MAF zur Bestimmung von ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}$ auszuwählen. Nachdem anschließend die Rückkehr in einen stationären Arbeitspunkt sichergestellt ist, in dem die Änderungsrate des Ausgangs eines MAFs mit großer Fensterlänge einen festzulegenden Wert unterschreitet, kann dieser zur Verbesserung der Rauschunterdrückung für die Identifikation von ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs}}$ eingesetzt werden. Gegenüber des Verfahrens aus Abbildung 4.13 unterliegt die Erkennung einer Sollwertänderung anhand der Differentiation eines bereits gefilterten Stromwerts einer Verzögerung, die im Betrieb zu einer höheren Strombelastung des aktiven Filters bei transienten Vorgängen führen kann. Eine Verringerung dieser Verzögerung ist theoretisch durch die Differentiation des ungefilterten Messwerts $\underline{i}_{\mathrm{hs}}$ erreichbar, jedoch würde dies in einer praktischen Realisierung aufgrund von Messabweichungen einer hohen Fehleranfälligkeit unterliegen.

4.3.3 Verfahren zur Netzanbindung

In diesem Abschnitt wird ein vom Hauptstromrichter unabhängiges Verfahren zur Vorladung der kapazitiven Energiespeicher und für eine von der Belastung der Lastleitung unabhängige Netzanbindung des aktiven Filters abgeleitet. Dank dieser Eigenschaften stellt es eine wichtige Voraussetzung für einen entkoppelten Betrieb des aktiven Filters dar und eignet sich darüber hinaus auch für den Betrieb mit einer gekoppelten Grundschwingungsregelung nach Abschnitt 4.1.1, um eine Abschaltung des Hauptstromrichters in auf den Hilfsstromrichter begrenzten Fehlerfällen zu vermeiden.
Abbildung 4.15(a) zeigt das einphasige Ersatzschaltbild eines spannungseinprägenden aktiven Filters nach [E9], das parallel an eine Lastleitung angebunden ist. Das zugehörige komplexe Zeigerdiagramm der Grundschwingungsspannungen und -ströme ist in Abbildung 4.15(b) für eine belastete Lastleitung dargestellt. Die Vorladung der kapazitiven Energiespeicher des aktiven Filters erfolgt durch Schließen des Schalters S_{v} über den Vorladewiderstand R_{v}. Nach der passiven Aufladung der zuvor entladenen kapazitiven Energiespeicher über die antiparallelen Dioden des aktiven Filters erfolgt eine aktive Vorladung mit der in Abbildung 4.16 dargestellten Regelstrategie. Diese umfasst eine DDSRF-PLL zur Transformation der an der Lastleitung anliegenden Spannungen in dq-Koordinaten, die Energieregelung des aktiven Filters sowie einen Stromregelkreis gemäß Abschnitt 4.3. Dieser ist während des Vorladens an die veränderte Regelstrecke anzupassen, die näherungsweise durch den Vorladewiderstand R_{v} gegeben ist. Nachdem die kapazitiven Energiespeicher auf den Energiesollwert

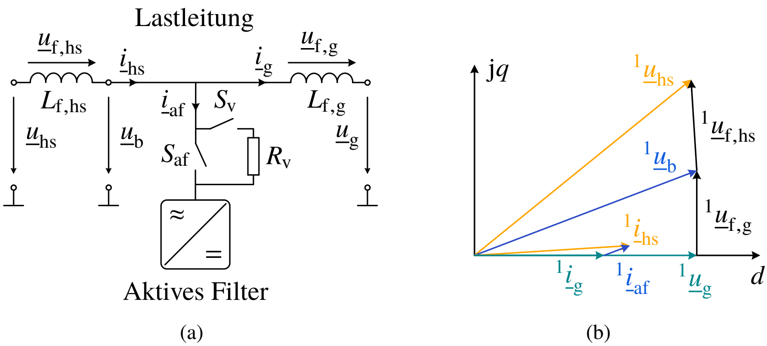


Abbildung 4.15: Einphasiges Ersatzschaltbild eines an eine Lastleitung angeschlossenen spannungseinprägenden aktiven Filters (a) und komplexes Zeigerdiagramm der Grundschwingungsgrößen (b).

aufgeladen sind, folgt – unter Vernachlässigung der Verluste und der Energieverteilung des unbelasteten aktiven Filters – für die Stromregelung ein Sollwert von null, was zu einer Synchronisation der Ausgangsspannung des aktiven Filters mit der an der Lastleitung anliegenden Spannung führt. Dadurch wird sichergestellt, dass die Spannungsabfälle über den stromrichter- und netzseitigen Filterdrosseln nach einer Netzanbindung des aktiven Filters durch Schließen des Schalters S_{af} bei Annahme von konstanten Spannungen ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{hs}}$ und ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{g}}$ unverändert bleiben und eine hohe Grundschwingungsstrombelastung des aktiven Filters beim Zuschalten vermieden wird. Unmittelbar nach Schließen des Schalters S_{af} prägt das aktive Filter die an der Lastleitung anliegende Spannung $\underline{u}_{\mathrm{b}} = \underline{u}_{\mathrm{af}}$ ein und wechselt zu einer stationären Grundschwingungsregelung aus den Abschnitten 4.1.1 oder 4.1.3. Die nach der Netzanbindung gemäß Abschnitt 3.6 inhärent einsetzende Oberschwingungskompensation führt zu einer höheren Strombelastung des aktiven Filters, die eine Verlustdeckung und Energiesymmetrierung durch die Aufnahme eines geringen Grundschwingungsstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af}}$ erfordert. Bei Verwendung einer gekoppelten Regelstrategie kann dieser durch den Hauptstromrichter bereitgestellt werden (vgl. Abschnitt 4.4), was gemäß Abbildung 4.15(b) die Einstellung eines netzseitigen Leistungsfaktors von eins ermöglicht. Demgegenüber wird die Stromregelung des Hauptstromrichters bei autarkem aktiven Filterbetrieb auch bei einer Veränderung der Gegenspannung ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{b}} = {}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af}}$ einen vom aktiven Filter unabhängigen Strom ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs}}$ einprägen. In diesem Fall kann die Regelung des aktiven Filters den Grundschwingungsstrom ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af}}$ durch eine Anpassung des Netzstroms

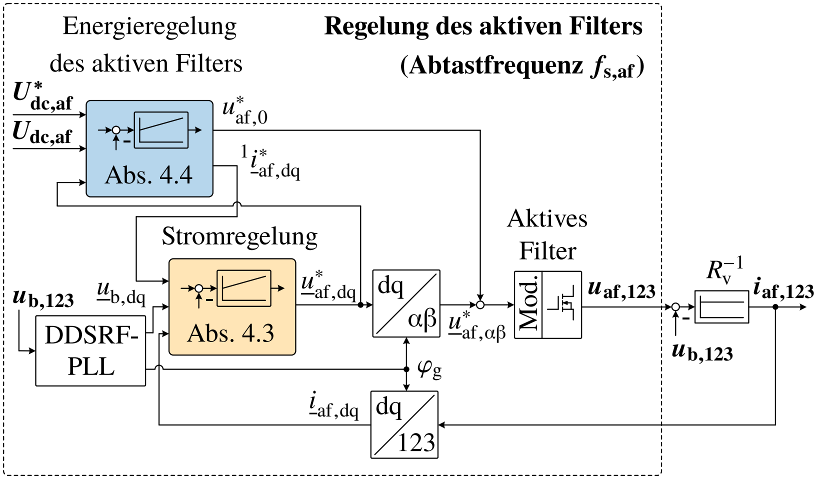


Abbildung 4.16: Verfahren zur Vorladung der kapazitiven Energiespeicher und einer von der Belastung der Lastleitung unabhängigen Netzanbindung des aktiven Filters.

einstellen, wodurch jedoch eine Verringerung des netzseitigen Leistungsfaktors verursacht wird.

4.4 Energieregelung des aktiven Filters

Die Energieregelung des aktiven Filters ist für dessen Verlustdeckung und Energiesymmetrierung verantwortlich und kann durch den Hauptstromrichter oder das aktive Filter durchgeführt werden. An diese besteht die Anforderung, unter allen möglichen Netzbedingungen durch einen Leistungsaustausch mit dem Hauptstromrichter oder dem Netz eine definierte Energie in den Phasen des Hilfsstromrichters zu erhalten und dadurch einen stabilen Betrieb des Stromrichtersystems zu ermöglichen.

Ob der erforderliche Leistungsaustausch dabei mit dem Netz oder dem Hauptstromrichter erfolgt, ist abhängig von der jeweils eingesetzten übergeordneten Regelstrategie nach Abschnitt 4.1. Bei gekoppelten Regelstrategien ist eine Vorsteuerung des für die Energieregelung des aktiven Filters benötigten Grundschwingungsstroms möglich, sodass dieser zusätzlich durch den Hauptstromrichter bereitgestellt und der netzseitige Leistungssollwert des aktiven Filters,

das gemäß Abschnitt 4.3 die Netzstromregelung übernimmt, konstant gehalten werden kann. Hinsichtlich der mit der Gleichspannungsseite des Hauptstromrichters zur Verlustdeckung des aktiven Filters zusätzlich ausgetauschten Wirkleistung ist zu beachten, dass in Anwendungen mit durch die Gleichspannungsseite vorgegebenen Ausgangswirkleistungen des Hauptstromrichters, wie beispielsweise bei Solar- oder Windstromrichtern mit MPP[7]-Tracking, eine Veränderung des netzseitigen Wirkleistungssollwerts auch durch eine Stromvorsteuerung nicht zu vermeiden ist. Demgegenüber kann durch einen Blindleistungsaustausch zwischen Hauptstromrichter und aktivem Filter, die bei Hilfsstromrichtern mit verteilten Zwischenkreisen zur Symmetrierung der Energieverteilung in dessen Phasen erforderlich ist, eine Beeinflussung des netzseitigen Leistungsfaktors durch die Energieregelung anwendungsunabhängig vermieden werden. Für eine entkoppelte Regelung des aktiven Filters nach Abbildung 4.6 steht dieser Freiheitsgrad nicht zur Verfügung, da die Ausgangsleistung des Hauptstromrichters dann unabhängig vom aktiven Filter eingestellt wird und die für dessen Energieregelung benötigte Wirk- und Blindleistung prinzipbedingt durch eine Veränderung des netzseitigen Leistungssollwerts des aktiven Filters eingestellt werden muss.
Für den Entwurf einer von den Netzbedingungen weitgehend unabhängigen Regelstrategie eignet sich ausschließlich das Mitsystem der Netzspannung, da für dieses minimal und maximal zulässige Amplituden- und Frequenzwerte in den entsprechenden Netznormen vorgegeben werden und dieses daher an jedem Netzanschlusspunkt Teil der Netzspannung ist. Demgegenüber können mögliche Gegensysteme und harmonische Oberschwingungen der Netzspannungen stark variieren und daher nicht für eine von den Netzbedingungen unabhängige Energieregelung eingesetzt werden, da beispielsweise die Verwendung eines Gegensystems der aktiven Filterspannung bei symmetrischen Netzspannungen ein unerwünschtes Gegensystem in den Netzströmen hervorrufen würde. Ferner wäre die Verwendung eines Gegensystems des Hauptstromrichterstroms bei einer gekoppelten Regelung von Hauptstromrichter und aktivem Filter zwar möglich, jedoch könnten die darauf basierenden türkisfarbenen Leistungskomponenten aus Tabelle 3.1 nicht für einen vom Hauptstromrichter entkoppelten Betrieb des aktiven Filters (siehe Kapitel 6) verwendet werden. Aus diesem Grund basiert der im Folgenden beschriebene Regelungsentwurf auf den blauen Leistungskomponenten aus Tabelle 3.1, da diese unabhängig von den Netzbedingungen und darüber hinaus auch für die Energieregelung eines entkoppelt betriebenen aktiven Filters eingesetzt werden können.

[7] engl. MPP = Maximum Power Point

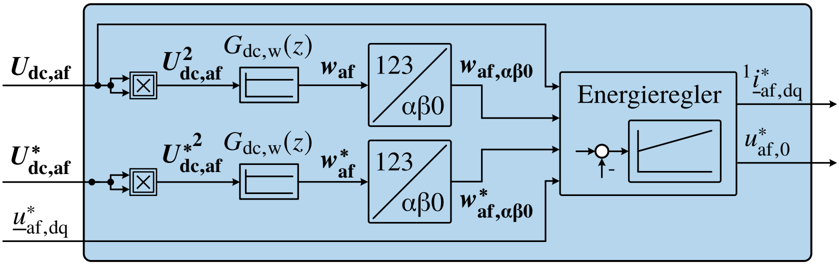


Abbildung 4.17: Blockschaltbild der Energieregelung des aktiven Filters.

Das Blockschaltbild der entworfenen Energiereglung ist in Abbildung 4.17 dargestellt. Diese erhält gemäß der übergeordneten Regelstrategien aus Abschnitt 4.1 die Soll- und Istwerte der Zwischenkreisspannungen und die Sollspannung des aktiven Filters als Eingangsgrößen. Basierend auf Gleichung (4.1) erfolgt durch die Multiplikation der quadrierten Zwischenkreisspannungen mit der Übertragungsfunktion in Gleichung (4.40) eine Berechnung der Soll- und Istwerte der in den Phasen des aktiven Filters gespeicherten Energien.

$$G_{\mathrm{dc,w}}(z) = \frac{C_{\mathrm{af}}}{2} \tag{4.40}$$

Die Energien werden anschließend durch eine Clarke-Transformation aus dreiphasigen 123-Koordinaten in $\alpha\beta 0$-Koordinaten überführt und zusammen mit den Sollspannungen des aktiven Filters und den Istwerten von dessen Zwischenkreisspannungen an den Energieregler übergeben. Dieser besteht aus dem in Abschnitt 4.4.1 beschriebenen Regelkreis zur Einstellung der insgesamt im aktiven Filter gespeicherten Energie sowie aus einem Regelkreis zur Symmetrierung der Energieverteilung zwischen den Phasen des aktiven Filters nach Abschnitt 4.4.2. Die Stellgrößen der Energieregelkreise entsprechen aufgrund der Verwendung der in Tabelle 3.1 blau dargestellten Leistungskomponenten den Sollwerten der Gleichtaktspannung $u^*_{\mathrm{af},0}$ und der Grundschwingungsströme ${}^1\underline{i}^*_{\mathrm{af,dq}}$ des aktiven Filters.

4.4.1 Regelung der Gesamtenergie

Bei Stromrichtern mit Gleichspannungszwischenkreis wird die elektrische Energie typischerweise in den Zwischenkreiskondensatoren gespeichert. Die Gleichtaktkomponente $w_{\mathrm{af},0}$ aus Gleichung (3.27) entspricht dem Mittelwert der in den

drei Phasen des aktiven Filters gespeicherten Energie und somit einem Drittel der gespeicherten Gesamtenergie. Die in jeder Phase gespeicherte Energie kann im Betrieb gemäß Gleichung (4.1) anhand der gemessenen Zwischenkreisspannungen $\boldsymbol{U}_{\mathbf{dc,af}} = [U_{\mathrm{dc,af,1}}\ U_{\mathrm{dc,af,2}}\ U_{\mathrm{dc,af,3}}]^{\mathrm{T}}$ bestimmt werden, wobei bei einer Stromrichtertopologie mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis die Gesamtenergie in den zentralen Zwischenkreiskondensatoren gespeichert wird. Zur Regelung der Gesamtenergie stehen die in Tabelle 3.1 blau dargestellten Leistungskomponenten I und VII zur Verfügung, die von den Grundschwingungsanteilen der Ausgangsspannungen des aktiven Filters und der Ströme von Hauptstromrichter und Netz abhängen. Unter Berücksichtigung des Knotensatzes in Gleichung (3.19) lässt sich die Abhängigkeit der Summenleistung von I und VII auf die Grundschwingungsanteile der Ausgangsspannungen und -ströme des aktiven Filters reduzieren, da sich letztere aus der Differenz von Hauptstromrichter- und Netzströmen zusammensetzen.
Abbildung 4.18 zeigt das Blockschaltbild des Regelkreises der Gesamtenergie, das entsprechend den Abschnitten 4.1 bis 4.3 ebenfalls komplexe Regelgrößen verwendet. Die folgende Beschreibung der Bestimmung von deren Real- und Imaginäranteilen durch die eingesetzten Übertragungsfunktionen erfolgt zur Verbesserung der Übersicht in Vektorschreibweise. Zur Regelung der Gesamtenergie wird die Differenz der gemäß Abbildung 4.17 bestimmten Soll- und Istwerte der Gesamtenergie einem PI-Regler mit der Übertragungsfunktion $G_{\Sigma\mathrm{r,w}}$ zugeführt:

$$G_{\Sigma\mathrm{r,w}} = K_{\Sigma\mathrm{rp,w}} + \frac{K_{\Sigma\mathrm{ri,w}}}{f_{\mathrm{s,hs}}(z-1)} \tag{4.41}$$

Dessen Stellgröße, die Gleichtaktleistung $p^{*}_{\mathrm{af,0}}$, wird anschließend entsprechend der Leistungskomponenten I und VII und unter Berücksichtigung der Ausgangsspannung in einen Wirkanteil des Grundschwingungsstroms des aktiven Filters umgerechnet:

$$\tilde{G}_{\Sigma\mathrm{p,w}}(z) = \frac{1}{p^{*}_{\mathrm{af,0}}} \begin{bmatrix} {}^{1}i^{*}_{\Sigma\mathrm{af,d}} \\ {}^{1}i^{*}_{\Sigma\mathrm{af,q}} \end{bmatrix} = \frac{2}{\hat{u}^{*}_{\mathrm{af,dq}}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi_{\mathrm{af,u}}) \\ \sin(\varphi_{\mathrm{af,u}}) \end{bmatrix} \tag{4.42}$$

Eine Stellgrößenbegrenzung, die in Abbildung 4.18 zur Verbesserung der Übersicht nicht eingezeichnet ist, erfolgt dabei mit der bereits in den Stromregelungen aus den Abschnitten 4.2 und 4.3 verwendeten Anti-Windup-Methode. Bei der hier angenommenen Energieregelung durch den Hauptstromrichter wird der Wirkstromsollwert ${}^{1}\underline{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$ als Ausgang des Gesamtenergiereglers an die in Ab-

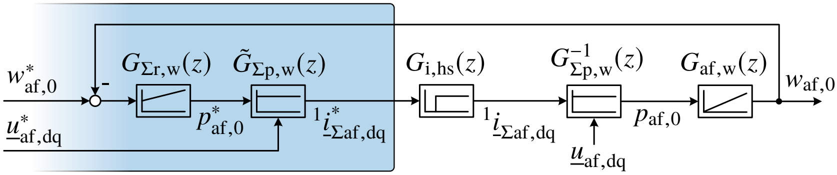


Abbildung 4.18: Blockschaltbild des Regelkreises der Gesamtenergie mit PI-Regler und integraler Regelstrecke.

schnitt 4.2 beschriebene Stromregelung des Hauptstromrichters übergeben, die diesen mit einer Verzögerungszeit von $dT_{\mathrm{s,hs}}$ mit $d = \{\delta \in \mathbb{N} | \delta \geq 1\}$ einregelt:

$$G_{\mathrm{i,hs}}(z) = z^{-d} \tag{4.43}$$

Der Wirkstromanteil $\underline{i}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$ führt gemäß der Gleichungen (3.34) bzw. (3.46) zu einer Gleichtaktleistung $p_{\mathrm{af,0}}$:

$$G^{-1}_{\Sigma\mathrm{p,w}}(z) = p_{\mathrm{af,0}} \begin{bmatrix} i_{\mathrm{af,d}} \\ i_{\mathrm{af,q}} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{af,d}} \\ u_{\mathrm{af,q}} \end{bmatrix} \tag{4.44}$$

Nach Gleichung (3.25) führt deren Zeitintegral zu einer Änderung der im aktiven Filter gespeicherten Gesamtenergie:

$$G_{\mathrm{w,af}}(z) = \frac{w_{\mathrm{af,0}}}{p_{\mathrm{af,0}}} = \frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{z-1} \tag{4.45}$$

Die Zwischenkreisspannungen $\boldsymbol{U}_{\mathbf{dc,af}}$ werden dabei durch das aktive Filter gemessen, das diese zur Modulation benötigt und das mit einer gegenüber dem Hauptstromrichter höheren Schalt- und Abtastfrequenz betrieben wird (vgl. Abschnitt 3.6). Harmonische Oberschwingungen der Zwischenkreisspannungen $\boldsymbol{U}_{\mathbf{dc,af}}$, die durch die aufgenommenen Verzerrungs- und Grundschwingungsströme des aktiven Filters verursacht werden können, kompensieren sich in guter Näherung bei der Bestimmung der Gleichtaktkomponente $w_{\mathrm{af,0}}$, die gemäß der Clarke-Transformationsmatrix aus Gleichung (3.2) durch eine Summenbildung der in den drei Phasen gespeicherten Energien erfolgt. Da diese folglich nicht im Istwert der Gesamtenergie enthalten sind, ist keine zusätzliche Filterung im Rückkoppelpfad des Regelkreises in Abbildung 4.18 erforderlich.

Die Auslegung des PI-Reglers in Gleichung (4.41) kann nach dem symmetrischen Optimum erfolgen [B11, B17]. Da durch den Hauptstromrichter keine Filterung des Istwerts erfolgt, entspricht die Summenzeitkonstante $T_{\Sigma\sigma,\mathrm{w}}$ der Verzögerungszeit seines geschlossenen Stromregelkreises:

$$T_{\Sigma\sigma,\mathrm{w}} = dT_{\mathrm{s,hs}} \tag{4.46}$$

Damit ergibt sich die Proportionalverstärkung zu:

$$K_{\Sigma\mathrm{rp,w}} = \frac{1}{2dT_{\mathrm{s,hs}}} \tag{4.47}$$

Für den Verstärkungsfaktor des Integralanteils folgt:

$$K_{\Sigma\mathrm{ri,w}} = \frac{K_{\Sigma\mathrm{rp,w}}}{4dT_{\mathrm{s,hs}}} \tag{4.48}$$

Unter idealen Bedingungen und der Voraussetzung, dass der zur Regelung der Gesamtenergie erforderliche Grundschwingungsstrom im Verhältnis zum Nennstrom des Hauptstromrichters gering ist, ergibt sich eine Summenzeitkonstante von $2T_{\mathrm{s,hs}}$. Diese setzt sich aus der Rechentotzeit und der benötigten Zeitdauer zur Einstellung des Stromsollwerts durch die Deadbeat-Stromregelung aus Abbildung 4.8 von jeweils einer Abtastperiodendauer zusammen. Da für die Stromregelung des Hauptstromrichters gemäß Abschnitt 4.2 während des Betriebs jedoch Abweichungen vom idealen Führungsgrößenverhalten und damit eine höhere Einregelzeit des Stromsollwerts zu erwarten sind, beeinflusst diese die Reglerauslegung als dominante Zeitkonstante maßgeblich. Aufgrund der geringen dynamischen Anforderungen der Energieregelung ist es daher naheliegend, mit der Wahl von $d > 2$ eine längere Zeitdauer bis zum Erreichen des Stromsollwerts zu berücksichtigen und damit die Stabilität des Energieregelkreises zu erhöhen.

4.4.2 Regelung zur Energiesymmetrierung

Bei der Verwendung einer Stromrichtertopologie mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen ist zusätzlich zur Regelung der Gesamtenergie ein Ausgleich von unsymmetrischen Energieverteilungen nach Abschnitt 3.1.4 erforderlich, die während des Stromrichterbetriebs beispielsweise durch Unsymmetrien der Hauptstromrichterströme, der Netzströme und -spannungen sowie durch Bauteilvarianzen entstehen können.

Für den Energieaustausch zwischen den Stromrichterphasen des aktiven Filters stehen die in Tabelle 3.1 blau dargestellten Leistungskomponenten V und XI zur Verfügung, die durch die Grundschwingungsströme von Hauptstromrichter und Netz sowie eine grundschwingungsfrequente Gleichtaktspannung des aktiven Filters gebildet werden. Dabei lässt sich in gleicher Weise wie in Abschnitt 4.4.1 die Abhängigkeit der Summenleistung von V und XI unter Berücksichtigung des Knotensatzes aus Gleichung (3.19) auf die Grundschwingungsanteile der Gleichtaktspannung und Ausgangsströme des aktiven Filters reduzieren. Der auf diesen Leistungskomponenten basierende Regelkreis zur Energiesymmetrierung ist in Abbildung 4.19 dargestellt. Als Eingangsgrößen erhält dieser den Sollwert der $\alpha\beta$-Energie, der bei der Vorgabe einer symmetrischen Energieverteilung null entspricht, sowie die Sollspannung des aktiven Filters $\underline{u}^*_{\mathrm{af,dq}}$, den durch die Gesamtenergieregelung bestimmten Wirkstromsollwert ${}^1\underline{i}^*_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$ und die Zwischenkreisspannungen $\boldsymbol{U}_{\mathbf{dc,af}}$. Die Regelung der Energieverteilung erfolgt gemäß Abbildung 4.19 durch einen PI-Regler mit der Übertragungsfunktion $G_{\Delta\mathrm{r,w}}(z)$:

$$G_{\Delta\mathrm{r,w}}(z) = K_{\Delta\mathrm{rp,w}} + \frac{K_{\Delta\mathrm{ri,w}}}{f_{\mathrm{s,hs}}(z-1)} \tag{4.49}$$

Entsprechend der Leistungskomponenten V und XI kann dessen Stellgröße, die der $\alpha\beta$-Leistung $\underline{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ entspricht und deren Begrenzung mit Anti-Windup zur Verbesserung der Übersicht in Abbildung 4.19 nicht eingezeichnet ist, durch Grundschwingungsanteile des Ausgangsstroms und der Gleichtaktspannung des aktiven Filters erzeugt werden. Die Aufteilung auf diese Größen, die im Allgemeinen beliebig vorgenommen werden kann, erfolgt dabei durch die zweiteilige Übertragungsfunktion $\boldsymbol{G}_{\boldsymbol{\Delta}\mathbf{p,w}}(z)$:

$$\boldsymbol{G}_{\boldsymbol{\Delta}\mathbf{p,w}}(z) = \begin{bmatrix} G_{\Delta\mathrm{p,w,u}}(z) \\ G_{\Delta\mathrm{p,w,i}}(z) \end{bmatrix} \tag{4.50}$$

Aufgrund der frei einstellbaren Phasenlage der Gleichtaktspannung können sowohl Wirk- als auch Blindanteile des aktiven Filterstroms zur Erzeugung von $\underline{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ verwendet werden. Zur Minimierung der zusätzlichen Strombelastung von Hauptstromrichter und aktivem Filter ist es naheliegend, den für die Gesamtenergieregelung ohnehin erforderlichen Wirkstromsollwert ${}^1\underline{i}^*_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$ bei der Bestimmung von $u^*_{\mathrm{af,0}}$ und ${}^1\underline{i}^*_{\mathrm{af,dq}}$ zu berücksichtigen. Daher wird entsprechend Gleichung (4.51), die auf Tabelle 3.1 basiert, zunächst überprüft, ob die in Verbindung mit dem Wirkstromsollwert ${}^1\underline{i}^*_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$ zur Bildung von $\underline{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ erforderliche

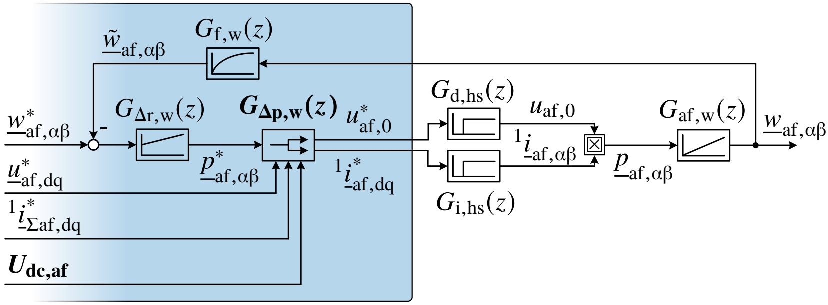


Abbildung 4.19: Blockschaltbild des Regelkreises zur Energiesymmetrierung mit PI-Regler, integraler Regelstrecke und Tiefpassfilter.

Gleichtaktspannung kleiner gleich der maximal zulässigen Gleichtaktspannung $\hat{u}^*_{\text{af},0,\max}$ ist:

$$G_{\Delta\text{p,w,u}}(z) = \frac{\hat{u}^*_{\text{af},0}}{\hat{p}^*_{\text{af},\alpha\beta}} = \begin{cases} \frac{2}{{}^1\hat{i}^*_{\Sigma\text{af,dq}}} \cos(\omega_\text{g} t + \varphi_{\text{af},0}) & \text{für } \frac{2\hat{p}^*_{\text{af},\alpha\beta}}{{}^1\hat{i}^*_{\Sigma\text{af,dq}}} \leq \hat{u}^*_{\text{af},0,\max} \\ \frac{\hat{u}^*_{\text{af},0,\max}}{\hat{p}^*_{\text{af},\alpha\beta}} \cos(\omega_\text{g} t + \varphi_{\text{af},0}) & \text{für } \frac{2\hat{p}^*_{\text{af},\alpha\beta}}{{}^1\hat{i}^*_{\Sigma\text{af,dq}}} > \hat{u}^*_{\text{af},0,\max} \end{cases} \tag{4.51}$$

Die maximale Amplitude der Gleichtaktspannung $\hat{u}^*_{\text{af},0,\max}$ kann dabei der im jeweiligen Arbeitspunkt vorhandenen Spannungsreserve abzüglich der vorzuhaltenden Regelreserve entsprechen oder auch durch anwendungsabhängige Begrenzungen vorgegeben werden. Resultiert bei ausschließlicher Verwendung des zur Gesamtenergieregelung erforderlichen Wirkstroms eine erforderliche Gleichtaktspannung, welche deren Maximalwert $\hat{u}^*_{\text{af},0,\max}$ nicht übersteigt, so bestimmt sich die Amplitude des Sollwerts $\hat{u}^*_{\text{af},0}$ durch den oberen Term aus Gleichung (4.51). Für den Fall, dass ein geringer Wirkstromsollwert zur Bildung von $\underline{p}^*_{\text{af},\alpha\beta}$ eine zu hohe Gleichtaktspannung erfordert, wird gemäß des unteren Terms in Gleichung (4.51) die maximale Amplitude $\hat{u}^*_{\text{af},0,\max}$ für den Sollwert verwendet. Die Phasenlage der kosinusförmigen Grundschwingung berechnet sich dabei nach den in Tabelle 3.1 blau dargestellten Leistungskomponenten V und XI:

$$\varphi_{\text{af},0} = \varphi_{\text{af,p}} + \varphi_{\text{af,i}} \tag{4.52}$$

In Gleichung (4.52) entspricht $\varphi_{\mathrm{af,p}}$ der Phasenlage des komplexen $\alpha\beta$-Leistungssollwerts $\underline{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ und $\varphi_{\mathrm{af,i}}$ der Phasenlage des komplexen Gesamtstromsollwerts ${}^1\underline{i}^*_{\mathrm{af,dq}}$ aus Gleichung (4.57). Die Verwendung der Phasenlage des Stromsollwerts ist vorteilhaft, da dieser im Vergleich zum gemessenen Istwert nur sehr geringe Verzerrungen aufweist und somit eine präzise Vorgabe von $\varphi_{\mathrm{af,0}}$ ermöglicht. Demgegenüber steht der damit einhergehende Nachteil, dass insbesondere bei transienten Vorgängen Abweichungen zwischen Soll- und Istwert des aktiven Filterstroms zu einer fehlerbehafteten Vorgabe von $\varphi_{\mathrm{af,0}}$ führen können. Aufgrund der zeitlichen Begrenzung dieser Arbeitspunkte und der geringen Anforderungen an die Dynamik der Energieregelung kann jedoch davon ausgegangen werden, dass die daraus resultierenden Beeinträchtigungen des Regelkreises vernachlässigbar sind. In Anwendungen, in denen eine ausreichend hohe Übereinstimmung von Soll- und Istwert beispielsweise durch den Einsatz einer Stromregelung mit bleibender Regelabweichung nicht erreicht werden kann, stellt die Verwendung der Phasenlage des gemessenen Stroms $\tilde{\varphi}_{\mathrm{af,i}}$ anstelle von $\varphi_{\mathrm{af,i}}$ eine geeignete Alternative dar. Die Verzögerungszeit bis zum Anliegen der Gleichtaktspannung des aktiven Filters entspricht den Rechentotzeiten von je einer Abtastperiodendauer von Hauptstromrichter und aktivem Filter:

$$T_{\mathrm{d,u0}} = T_{\mathrm{d,hs}} + T_{\mathrm{d,af}} \tag{4.53}$$

Unter der Annahme einer deutlich höheren Abtastfrequenz des aktiven Filters, aus der für das Verhältnis der Abtastperiodendauern $T_{\mathrm{d,hs}} >> T_{\mathrm{d,af}}$ folgt, kann diese Verzögerung näherungsweise durch das Verzögerungsglied $G_{\mathrm{d,hs}}(z)$ aus Gleichung (4.5) beschrieben werden.
Für den Fall, dass die Kombination von Wirkstromsollwert ${}^1\underline{i}^*_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$ und maximaler Gleichtaktspannung $\hat{u}^*_{\mathrm{af,0,max}}$ nicht zur Bildung der Sollleistung $\underline{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ ausreicht, ist der Ausgangsstrom des aktiven Filters durch die Symmetrieregelung zu erhöhen. Um eine nachteilige Beeinflussung der Gesamtenergieregelung aus Abschnitt 4.4.1 zu vermeiden, sollte dies durch die Einprägung eines zusätzlichen Blindstromanteils erfolgen, der zur Ausgangsspannung mit der Phasenlage $\varphi_{\mathrm{af,u}}$ eine Phasenverschiebung von $\pm\frac{\pi}{2}$ aufweist:

$${}^1\underline{i}^*_{\Delta\mathrm{af,dq}} = i^*_{\Delta\mathrm{af,d}} + \mathrm{j}i^*_{\Delta\mathrm{af,q}} = {}^1\hat{i}^*_{\Delta\mathrm{af,dq}}\left(\cos\left(\varphi_{\mathrm{af,u}} \pm \frac{\pi}{2}\right) + \mathrm{j}\sin\left(\varphi_{\mathrm{af,u}} \pm \frac{\pi}{2}\right)\right) \tag{4.54}$$

Die Amplitude des insgesamt zur Energiesymmetrierung erforderlichen Grundschwingungsstroms des aktiven Filters berechnet sich zu:

$$G_{\Delta\mathrm{p,w,i}}(z) = \frac{{}^{1}\hat{i}^{*}_{\mathrm{af,dq}}}{\hat{p}^{*}_{\mathrm{af},\alpha\beta}} = \begin{cases} {}^{1}\hat{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}} & \text{für } \frac{2\hat{p}^{*}_{\mathrm{af},\alpha\beta}}{{}^{1}\hat{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}} \leq \hat{u}^{*}_{\mathrm{af,0,max}} \\ \frac{2}{\hat{u}^{*}_{\mathrm{af,0,max}}} & \text{für } \frac{2\hat{p}^{*}_{\mathrm{af},\alpha\beta}}{{}^{1}\hat{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}} > \hat{u}^{*}_{\mathrm{af,0,max}} \end{cases} \tag{4.55}$$

Unter Berücksichtigung des Wirkstromsollwerts ergibt sich die Amplitude des zusätzlich einzuprägenden Blindstromanteils in Gleichung (4.54):

$${}^{1}\hat{i}^{*}_{\Delta\mathrm{af,dq}} = \sqrt{{}^{1}\hat{i}^{*2}_{\mathrm{af,dq}} - {}^{1}i^{*2}_{\Sigma\mathrm{af,d}}} - {}^{1}i^{*}_{\Sigma\mathrm{af,q}} \tag{4.56}$$

Der insgesamt zur Gesamtenergie- und Symmetrieregelung erforderliche Grundschwingungsstrom des aktiven Filters, der gemäß Abbildung 4.19 neben des durch Gleichung (4.51) bestimmten Sollwerts der Gleichtaktspannung eine Ausgangsgröße des Regelkreises zur Energiesymmetrierung entspricht, ergibt sich schließlich zu:

$${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{af,dq}} = {}^{1}\underline{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}} + {}^{1}\underline{i}^{*}_{\Delta\mathrm{af,dq}} \tag{4.57}$$

Der ermittelte Stromsollwert wird wie bei der Gesamtenergieregelung aus Abschnitt 4.4.1 an die Stromregelung des Hauptstromrichters übergeben, der diesen nach einer durch das Verzögerungsglied $G_{\mathrm{i,hs}}(z)$ aus Gleichung (4.43) berücksichtigten Verzögerungszeit von $dT_{\mathrm{s,hs}}$ einprägt. Die aus den Grundschwingungsanteilen von Ausgangsstrom und Gleichtaktspannung resultierende $\alpha\beta$-Leistung $\underline{p}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ ergibt sich nach Gleichung (3.24) aus dem Produkt von $u_{\mathrm{af,0}}$ und $\underline{i}_{\mathrm{af,dq}}$. Deren Zeitintegral führt entsprechend der Streckenübertragungsfunktion aus Gleichung (4.45) schließlich zu einer Änderung der Energieverteilung zwischen den Phasen des aktiven Filters. Da die durch die aufgenommenen Verzerrungs- und Grundschwingungsströme verursachten Oberschwingungen der Zwischenkreisspannungen $\boldsymbol{U}_{\mathbf{dc,af}}$, im Gegensatz zur Gesamtenergie $w_{\mathrm{af,0}}$, in der $\alpha\beta$-Energie $\underline{w}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ erhalten bleiben, wird im Rückkoppelpfad ein diskretes PT1-Glied [B20] als Tiefpassfilter eingesetzt:

$$G_{\mathrm{f,w}}(z) = \frac{1 - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{T_{\mathrm{f,w}}}}}{z - e^{-\frac{T_{\mathrm{s,hs}}}{T_{\mathrm{f,w}}}}} \tag{4.58}$$

Wie bereits bei der Gesamtenergieregelung in Abschnitt 4.4.1 kann die Auslegung des PI-Reglers in Gleichung (4.49) durch das symmetrische Optimum erfolgen. Die Bestimmung der Summenzeitkonstante erfolgt unter Berücksichtigung der Verzögerungszeit des geschlossenen Stromregelkreises des Hauptstromrichters, da für das Verhältnis der Verzögerungszeiten der gemäß Abbildung 4.19 gleichzeitig stattfindenden Umsetzung der Strom- und Spannungssollwerte $dT_{\mathrm{s,hs}} > T_{\mathrm{d,u0}}$ gilt:

$$T_{\Delta\sigma,\mathrm{w}} = T_{\mathrm{f,w}} + dT_{\mathrm{s,hs}} \tag{4.59}$$

Im Gegensatz zur Gesamtenergieregelung stellt in Gleichung (4.59) $T_{\mathrm{f,w}}$ die dominante Zeitkonstante dar, da die niedrigste durch das Tiefpassfilter abzuschwächende Frequenz von $\underline{w}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$ der doppelten Grundschwingungsfrequenz entspricht, die nach Abschnitt 3.2 durch die Grundschwingungen von Ausgangsspannung und -strom des aktiven Filters verursacht wird. Bei einer Auslegung nach dem symmetrischen Optimum berechnet sich die Proportionalverstärkung zu:

$$K_{\Delta\mathrm{rp,w}} = \frac{1}{2T_{\Delta\sigma,\mathrm{w}}} \tag{4.60}$$

Die Integralverstärkung ergibt sich zu:

$$K_{\Delta\mathrm{ri,w}} = \frac{K_{\Delta\mathrm{rp,w}}}{4T_{\Delta\sigma,\mathrm{w}}} \tag{4.61}$$

Für die Symmetrierung der Energieverteilung innerhalb der Phasen eines kaskadierten Mehrpunkt-Stromrichters wird in dieser Arbeit ein Algorithmus mit vollständiger Sortierung verwendet. Dabei werden die Stromrichterzellen in jeder Abtastperiode in Abhängigkeit ihrer Zwischenkreisspannung sortiert und das Leistungsvorzeichen jeder Phase anhand der gemessenen Ausgangsströme und der Sollausgangsspannungen des aktiven Filters bestimmt. Die Auswahl der für die nächste Abtastperiode zur Spannungsbildung verwendeten Stromrichterzellen erfolgt schließlich derart, dass in Abhängigkeit des Leistungsvorzeichens entweder die Zellen mit geringeren bzw. höheren Zwischenkreisspannungen bevorzugt eingesetzt werden. Weiterführende Beschreibungen und Untersuchungen von Sortieralgorithmen für kaskadierte Mehrpunkt-Stromrichter sind Gegenstand zahlreicher Forschungsbeiträge und können z.B. [B10–B12] entnommen werden.

4.5 Vergleich der Regelstrategien

In diesem Abschnitt werden die abgeleiteten Regelstrategien hinsichtlich wichtiger Eigenschaften wie Regelungskopplung, Abtast- und Regelfrequenz, Laststrombegrenzung des aktiven Filters und Netzstromverzerrung in transienten Arbeitspunkten verglichen. Zu diesem Zweck wird das zu erwartende Verhalten von acht unterschiedlichen Kombinationen aus übergeordneten Regelstrategien gemäß Abschnitt 4.1 und Verfahren zur Laststrombegrenzung des aktiven Filters gemäß Abschnitt 4.3 charakterisiert und die Ergebnisse in Tabelle 4.1 zusammengefasst.
Regelstrategie I basiert auf Abbildung 4.2 und verwendet gekoppelte Grundschwingungsregelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter sowie Begrenzungen der Änderungsraten der Stromsollwerte nach Abbildung 4.11(a). Aufgrund des Austauschs von Netzstromsollwert, Netzwinkel und Sollspannung des aktiven Filters ermöglicht diese Regelungsstruktur keinen entkoppelten Betrieb des aktiven Filters. Da die Stromregelgrößen von Hauptstromrichter und aktivem Filter den Grundschwingungsanteilen von Hauptstromrichter- bzw. Netzstrom entsprechen, betragen die erforderlichen Abtastfrequenzen bei symmetrischer Abtastung $f_s = f_{sw}$ bzw. bei asymmetrischer Abtastung $f_s = 2f_{sw}$. Das aktive Filter regelt den Grundschwingungsstrom des Netzes in stationären und transienten Arbeitspunkten, sodass eine ununterbrochene Kompensation der Stromverzerrungen des Hauptstromrichters erreicht wird. Da die zur Laststrombegrenzung des aktiven Filters erforderliche Anpassung des Führungsgrößenverhaltens von Hauptstromrichter und aktivem Filter jedoch lediglich durch arbeitspunktunabhängige Begrenzungen der Änderungsraten der Stromsollwerte erfolgt, ist bei Sollwertänderungen eine gegenüber dem stationären Betrieb deutlich erhöhte Strombelastung des aktiven Filters zu erwarten. Da dies bei der Auslegung des aktiven Filters zu berücksichtigen wäre und daher einen wichtigen Nachteil darstellt, sollte bei Verwendung der übergeordneten Regelstrategie aus Abbildung 4.2 eine Reduktion der transienten Stromüberhöhung durch eine arbeitspunktabhängige Begrenzung der Sollwertänderungsrate (Regelstrategie II) oder durch die aufwandsintensive Vorgabe von Stromtrajektorien (Regelstrategie III) für die netzseitige Stromregelung angestrebt werden. Da insbesondere aufgrund der nicht konstanten Gegenspannung des Hauptstromrichters von einer nichtlinearen Stromtrajektorie mit Überschwingen auszugehen ist (vgl. Abschnitt 4.2), ist bei Regelungsstrategie II nur eine geringfügige Reduktion der transienten Strombelastung des aktiven Filters zu erwarten. Demgegenüber können bei Regelstrategie III die netzwinkel- und leistungsfaktorabhängigen Stromtrajektorien in einer LUT abgelegt und

dem aktiven Filter im Betrieb als Sollwert vorgegeben werden, wodurch die Strombelastung des aktiven Filters bei Sollwertänderungen deutlich verringert werden kann.
Eine ebenfalls zuverlässige Begrenzung von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$ kann mit deutlich geringerem Aufwand durch Regelstrategie IV erreicht werden, die auf gekoppelten Grundschwingungsregelungen mit entkoppelten Stromsollwerten nach Abbildung 4.3 basiert und zur Bestimmung des Netzstromsollwerts eine Prädiktion des Hauptstromrichterstroms nach Abschnitt 4.3.1 einsetzt. Ferner erfordert diese Regelstrategie keine erhöhten Abtastfrequenzen von Hauptstromrichter oder aktivem Filter und ermöglicht auch in transienten Arbeitspunkten geringe Verzerrungen des Netzstroms. Diesen Vorteilen stehen die zur Stromprädiktion erforderliche Regelungskopplung sowie deren Parameterabhängigkeit gegenüber, wobei eine präzise Bestimmung der stromrichterseitigen Filterinduktivität vor Inbetriebnahme des Stromrichtersystems zu einer Reduktion der durch Parameterabweichungen verursachten Beeinträchtigungen des Regelverhaltens beitragen kann.
Die zuverlässigste Laststrombegrenzung des aktiven Filters wird durch Regelstrategie V erreicht, die eine Hystereseregelung des Hauptstromrichters und eine Grundschwingungsregelung des aktiven Filters nach Abbildung 4.4 verwendet. In diesem Fall erfolgt durch den Hauptstromrichter eine direkte Regelung des aktiven Filterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten, sodass dieser arbeitspunktunabhängig in einem vorgegebenen Hystereseband gehalten und die Netzstromverzerrung auch in transienten Arbeitspunkten durch das aktive Filter gering gehalten werden kann. Ein wesentlicher Nachteil besteht allerdings in der dafür notwendigen Überabtastung von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$, die eine hohe Abtastfrequenz des Hauptstromrichters, eine hohe Messgenauigkeit der eingesetzten Stromsensoren sowie eine hohe Rechenleistung der Prozessoreinheit erfordert. Da diese Regelstrategie für die Energieregelung des aktiven Filters einen Informationsaustausch mit dem Hauptstromrichter voraussetzt, ist darüber hinaus kein entkoppelter Betrieb des aktiven Filters möglich.
Ein weiterer Ansatz zur zuverlässigen Reduktion der Strombelastung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten stellt die Kombination von Grundschwingungsregelungen mit entkoppelten Stromsollwerten nach Abbildung 4.5 und dem Filternetzwerk in Abbildung 4.14 dar (Regelstrategie VI). Die weiterhin vorhandene Regelungskopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter verhindert zwar auch in diesem Fall einen entkoppelten Betrieb des aktiven Filters, ermöglicht dem aktiven Filter aber auch ohne Überabtastung eine zuverlässige Erkennung von Sollwertänderungen des Hauptstromrichterstroms. Dadurch kann im stationären Betrieb ein MAF mit großer Fensterlänge und

hoher Unterdrückung von Stromverzerrungen im Sollwert des aktiven Filters verwendet werden, während bei einer Sollwertänderung des Hauptstromrichters ein MAF mit kurzer Fensterlänge zur Verringerung der Differenz zwischen Schätz- und Istwert des Hauptstromrichterstroms eingesetzt werden kann. Dadurch wird eine vom Führungsgrößenverhalten des Hauptstromrichter in guter Näherung unabhängige Laststrombegrenzung des aktiven Filters ohne erhöhte Abtastfrequenzen und Parameterabhängigkeiten erreicht. Die Verwendung eines MAFs mit kurzer Fensterlänge in transienten Arbeitspunkten führt jedoch zu höheren Verzerrungen des Stromsollwerts des aktiven Filters und damit auch zu einer höheren Verzerrung des eingeprägten Netzstroms, die jedoch durch eine geeignete Wahl der MAF-Fensterlänge für transiente Arbeitspunkte und der Regelbandbreite des aktiven Filters begrenzt werden kann.
Basierend auf Regelstrategie VI kann eine vollständige Entkopplung der Regelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter durch den Einsatz des Filter- und Differentiationsnetzwerks aus Abbildung 4.14 erreicht werden, das eine Erkennung von Sollwertänderungen anhand der Änderungsrate des Hauptstromrichterstroms ermöglicht. Um mit der resultierenden Regelstrategie VII, die auch für einen entkoppelten Betrieb des aktiven Filters geeignet ist, eine möglichst zuverlässige Begrenzung von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$ zu erreichen, ist allerdings eine Überabtastung des Hauptstromrichterstroms durch das aktive Filter erforderlich. Auch bei Verwendung einer hohen Abtastfrequenz ist jedoch davon auszugehen, dass die fehlende Kommunikation mit dem Hauptstromrichter zu einer deutlichen Phasenverschiebung zwischen Schätz- und Istwert des Hauptstromrichterstroms und somit zu einer gegenüber den Regelstrategien III-VI erhöhten Strombelastung des aktiven Filters in transienten Arbeitspunkten führt. Zur Vermeidung der mit einer hohen Abtastfrequenz einhergehenden Nachteile kann Regelstrategie VII grundsätzlich auch mit einer geringen Abtastfrequenz des aktiven Filters unter Beibehaltung der stationären Betriebseigenschaften verwendet werden. Der bei dieser Regelstrategie VIII in transienten Arbeitspunkten zu erwartenden weiteren Erhöhung von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$ könnte durch eine Verringerung der maximalen Änderungsrate des Hauptstromrichterstroms entgegengewirkt werden, was durch eine Begrenzung der Sollwertänderungsrate des Hauptstromrichters nach Abbildung 4.11(a) oder durch eine geeignete Auslegung der stromrichterseitigen Filterinduktivität möglich ist.

Tabelle 4.1: Vergleich der Regelstrategien (GR: Grundschwingungsregelung, SSW: Stromsollwert, AP: Arbeitspunkt)

Nr.	Übergeordnete Regelstrategie	Entkoppelter Betrieb	$f_s > 2 f_{sw}$		Begrenzung von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$	Verzerrung von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}$ in trans. APs
			HS	AF		
I	GR mit identischen SSWs (Abb. 4.2) und SSW-Anpassung (Abb. 4.11(a))	✗	✗	✗	−−	gering
II	GR mit identischen SSWs (Abb. 4.2) und SSW-Anpassung (Abb. 4.11(b))	✗	✗	✗	−−	gering
III	GR mit identischen SSWs (Abb. 4.2) und SSW-Anpassung (Abb. 4.11(c))	✗	✗	✗	+	gering
IV	GR mit entkoppelten SSWs (Abb. 4.3) und Stromprädiktion (Abb. 4.12)	✗	✗	✗	+	gering
V	Hystereseregelung des Hauptstromrichters und GR des AFs (Abb. 4.4)	✗	✓	✗	++	gering
VI	GR mit entkoppelten SSWs (Abb. 4.5) und Filternetzwerk (Abb. 4.13)	✗	✗	✗	+	moderat
VII	GR mit entkoppelten SSWs (Abb. 4.6) und Filternetzwerk (Abb. 4.14)	✓	✗	✓	∘	moderat
VIII	GR mit entkoppelten SSWs (Abb. 4.6) und Filternetzwerk (Abb. 4.14)	✓	✗	✗	−	moderat

Die in diesem Kapitel entworfenen Regelstrategien ermöglichen die Erreichung der in Abschnitt 1.1 formulierten Ziele einer Laststrombegrenzung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten, der Kompensation von harmonischen Oberschwingungen auch mit begrenzter Regelbandbreite und eines Betriebs des aktiven Filters ohne potentialgetrennte Einspeisung oder Verbindung zum Zwischenkreis des Hauptstromrichters. Die Regelstrategien I-VI aus Tabelle 4.1 bilden die Grundlage für die in Kapitel 5 untersuchten netzseitigen Stromrichtersysteme, in die anstelle eines passiven Ausgangsfilters ein spannungseinprägendes aktives Filter mit einer Kommunikationsschnittstelle zum Hauptstromrichter integriert ist. Ferner wird durch die Regelstrategien VII und VIII eine Entkopplung des spannungseinprägenden aktiven Filters von einzelnen Stromrichtersystemen erreicht, die eine wichtige Voraussetzung für den in Kapitel 6 untersuchten Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern für Stromrichterverbunde und Diodengleichrichter darstellt.

5

Integration von spannungseinprägenden aktiven Filtern in aktive Netzstromrichter

In diesem Kapitel wird die Anwendung von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Oberschwingungsreduktion von aktiven Netzstromrichtern als Alternative zu konventionellen Stromrichtersystemen mit passivem Ausgangsfilter untersucht. Das passive Ausgangsfilter wird in diesem Fall gemäß Abbildung 5.1 unmittelbar durch einen über zwei Kopplungsinduktivitäten angebundenen Hilfsstromrichter ersetzt, was die Verwendung einer gekoppelten Regelung von Hauptstromrichter und aktivem Filter auf einer gemeinsamen Signalverarbeitungsplattform ermöglicht. Dieses Konzept wurde in [E4] für aktive Netzstromrichter vorgeschlagen und in [E2, E3, E8, E10] für diese Anwendung weiter untersucht. Darüber hinaus setzen Stefanski et al. dieses Prinzip in [E5–E7] für eine universelle Drehspannungsquelle und einen Power-Hardware-in-the-Loop Emulationsstromrichter ein. Unter Verwendung der in Kapitel 4 entworfenen Regelstrategien erfolgt in Abschnitt 5.1 die simulative Verifikation des vorgestellten Betriebskonzepts für das in Abbildung 5.1 dargestellte Stromrichtersystem. Dabei wird für das aktive Filter neben Stromrichtertopologien mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis auch der Einsatz eines Hilfsstromrichters mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen berücksichtigt, der zusätzlich zur Regelung der Gesamtenergie eine Energiesymmetrierung erfordert. Basierend auf diesen Ergebnissen wird

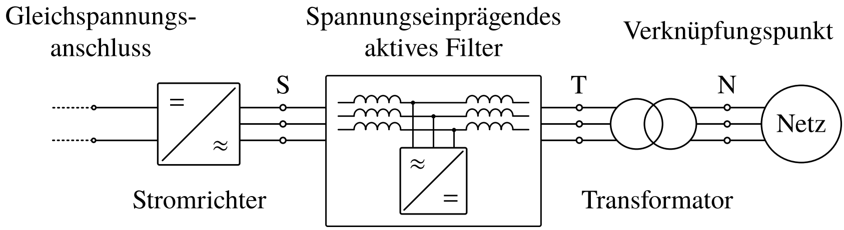


Abbildung 5.1: Blockschaltbild eines aktiven Netzstromrichters mit Gleichspannungszwischenkreis, spannungseinprägendem aktiven Filter und Transformator.

in Abschnitt 5.2 eine simulationsbasierte Potentialanalyse der vorgestellten Stromrichterkonfiguration gegenüber netzseitigen Nieder- und Mittelspannungsstromrichtern mit LCL-Filter durchgeführt. Die Beschreibung der experimentellen Verifikation erfolgt in Abschnitt 5.3, in dem die entwickelte Soft- und Hardwarestruktur des Versuchsaufbaus und die Messergebnisse vorgestellt werden.

5.1 Simulative Verifikation

In diesem Abschnitt wird das für die vorgeschlagene Stromrichterkonfiguration entwickelte Betriebskonzept mit einem in MATLAB®/SIMULINK® implementierten Simulationsmodell verifiziert. Dies erfolgt in Abschnitt 5.1.1 für einen als aktives Filter eingesetzten Zweipunkt-Hilfsstromrichter mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis. Die simulativen Untersuchungen umfassen dabei die Kompensation von Stromverzerrungen durch das aktive Filter, die Gesamtenergieregelung, die Laststrombegrenzung des aktiven Filters in stationären und transienten Arbeitspunkten sowie das Verhalten in Fehlerfällen. Ferner werden in Abschnitt 5.1.2 Simulationsergebnisse für die Verwendung eines kaskadierten Mehrpunkt-Hilfsstromrichters mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen als aktives Filter vorgestellt, der zusätzlich zur Regelung der Gesamtenergie eine Symmetrierung der Energieverteilung nach Abschnitt 4.4.2 benötigt.

5.1.1 Zweipunkt-Hilfsstromrichter als aktives Filter

Die simulative Untersuchung eines aktiven Netzstromrichters mit integriertem Zweipunkt-Hilfsstromrichter als spannungseinprägendes aktives Filter basiert auf [E3] und erfolgt für die in Abbildung 5.2 dargestellte Stromrichterkonfiguration, deren Parameter Tabelle 5.1 entnommen werden können. Diese ist

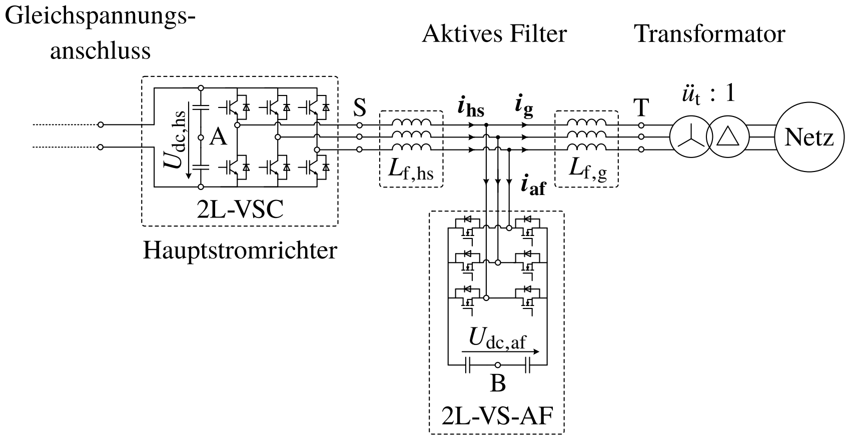


Abbildung 5.2: Stromrichterkonfiguration mit einem 2L-VSC als Hauptstromrichter, einem 2L-VS-AF als aktives Filter und netzseitigem Transformator.

nach den Oberschwingungsgrenzwerten der Netznorm IEEE 519-2014 für den Einsatz im 690 V Netz ausgelegt, da diese Spannungsebene bei leistungsstarken Solar- und Windkraftwerken weit verbreitet ist. Aufgrund der hohen Bedeutung für Niederspannungsanwendungen wird ein Si-IGBT basierter 2L-VSC als Hauptstromrichter eingesetzt, der mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{dc,hs}$ = 1100 V und einer bei Windenergieanlagen üblichen Schaltfrequenz von $f_{sw,hs}$ = 3 kHz betrieben wird. Für die Simulation wird der Einsatz des Halbbrückenmoduls *FF1500R17IP5R* von Infineon angenommen, das entsprechend der Datenblattangaben [A2] eine maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung von U_{CES} = 1700 V und einen maximalen Kollektor-Dauergleichstrom von $I_{C,nom}$ = 1500 A aufweist. Unter Berücksichtigung dieser Halbleiterdaten ergibt sich eine Nennleistung des Stromrichtersystems von S_r = 1 MVA. Da das aktive Filter gemäß Abschnitt 3.6 zur Minimierung der Netzstromoberschwingungen prinzipbedingt eine deutlich höhere effektive Schaltfrequenz als der Hauptstromrichter aufweisen sollte, ist der Einsatz von SiC-MOSFETs in einem 2L-VSC als aktives Filter (2L-VS-AF[1]) in Niederspannungsanwendungen vielversprechend. Das Halbbrückenmodul *CAS300M17BM2* von Cree [A3] mit einer maximalen Drain-Source-Sperrspannung von U_{DSmax} = 1700 V und einem maximalen

[1] engl. 2L-VS-AF = 2-Level-Voltage Source-Active Filter

Drain-Dauergleichstrom von $I_{D,nom} = 225\,A$ ermöglicht in diesem Zuge die Verwendung einer geringen netzseitigen Filterinduktivität von $L'_{f,g} = 2\,\%$ bei einer verwendeten Schaltfrequenz von $f_{sw,af} = 30\,kHz$. Das Nennstromverhältnis der Leistungshalbleiter von aktivem Filter und Hauptstromrichter ergibt sich dadurch zu:

$$d_i = \frac{I_{D,nom}}{I_{C,nom}} = 15\,\% \tag{5.1}$$

Tabelle 5.1: Simulationsparameter für einen 2L-VSC mit integriertem 2L-VS-AF [E3]

	Parameter	Symbol	Einheit	
Bezugs-größen	Nennleistung	S_r	1	MVA
	Nennspannung	U_r	690	V
	Nennstrom	I_r	837	A
Hauptstrom-richter	IGBT-Sperrspannung	U_{CES}	1,7	kV
	IGBT-Dauergleichstrom	$I_{C,nom}$	1500	A
	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,hs}$	1100	V
	Schaltfrequenz	$f_{sw,hs}$	3	kHz
Aktives Filter	SiC-MOSFET-Sperrspannung	U_{DSmax}	1,7	kV
	SiC-MOSFET-Dauergleichstrom	$I_{D,nom}$	225	A
	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,af}$	1100	V
	Schaltfrequenz	$f_{sw,af}$	30	kHz
	Zwischenkreiskapazität	C_{af}	400	µF
	Zwischenkreiskapazität (p.u.)	C'_{af}	6	%
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{f,hs}$	81	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,hs}$	5,3	%
Netzseitiger Filter	Induktivität	$L_{f,g}$	30	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,g}$	2	%
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$\ddot{u}_t$	1	
Netz	Nennspannung	U_g	690	V
	Frequenz	f_g	50	Hz

Das aktive Filter wird mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{\mathrm{dc,af}} = 1100\,\mathrm{V}$ und einer Zwischenkreiskapazität von $C_{\mathrm{af}} = 400\,\mu\mathrm{F}$ betrieben. Um einen Betrieb innerhalb der SOA[2]-Grenzen der berücksichtigten SiC-MOSFETs sicherzustellen, deren Strombelastung dem Verzerrungsstrom des Hauptstromrichters entspricht, wird eine stromrichterseitige Filterinduktivität von $L'_{\mathrm{f,hs}} = 5{,}3\,\%$ festgelegt, woraus eine bezogene Gesamtinduktivität von 7,3 % resultiert.

Validierung des Funktionsprinzips

Die Simulationsergebnisse für die Strom- und Spannungszeitverläufe von Hauptstromrichter, aktivem Filter und Netz sind in den Abbildungen 5.3 und 5.4 dargestellt. Die Stromrichterkonfiguration, die mit einer Grundschwingungsregelung mit entkoppelten Stromsollwerten und Stromprädiktion (Regelstrategie IV aus Tabelle 4.1) und der Gesamtenergieregelung aus Abschnitt 4.4.1 betrieben wird, ist darin zunächst vom Netz getrennt. Nach $t = 25\,\mathrm{ms}$ beginnt durch Schließen der Schalter S_{hs} und S_{v} gemäß Abbildung 4.1 die passive Vorladung der Zwischenkreiskondensatoren des Hilfsstromrichters über die Vorladewiderstände $R_{\mathrm{v}} = 5\,\Omega$. Zum Zeitpunkt $t = 50\,\mathrm{ms}$ werden die Vorladewiderstände durch Schließen des Schalters S_{af} überbrückt und die Stromrichterkonfiguration durch Schließen des Schalters S_{g} mit dem Netz verbunden. Nach dem initialen Leerlaufbetrieb ändert sich der Wirkstromsollwert nach $t = 100\,\mathrm{ms}$ zunächst auf den Wert des Nennstroms (Abbildung 5.3) bzw. halben Nennstroms (Abbildung 5.4). Nach $t = 150\,\mathrm{ms}$ kehrt der Stromrichter in den Leerlaufbetrieb zurück (Abbildung 5.3) bzw. geht in den Nennleistungsbetrieb über (Abbildung 5.4). Es ist deutlich zu erkennen, dass die geringe Schaltfrequenz und die geringe Anzahl an Ausgangsspannungsstufen des Hauptstromrichters zu erheblichen Stromverzerrungen führen, die einen THD von 23,9 % bei einer Ausgangsleistung von 500 kW und 12,2 % bei einer Ausgangsleistung von 1 MW verursachen. Aufgrund der hohen effektiven Schaltfrequenz der SiC-MOSFETs weist der durch das aktive Filter eingeprägte Netzstrom nur geringe Verzerrungen auf, wodurch ein THD von nur 6,4 % bei einer Ausgangsleistung von 500 kW und 3,3 % bei 1 MW erreicht wird. Gemäß dem Knotensatz in Gleichung (3.72) kompensiert das aktive Filter prinzipbedingt alle nicht im Netzstrom enthaltenen Oberschwingungsanteile des Hauptstromrichters, wodurch die Identifikation einzelner Oberschwingungen oder eine präzise Messung und Regelung der hochfrequenten Gesamtstromverzerrung

[2] engl. SOA = Safe Operating Area

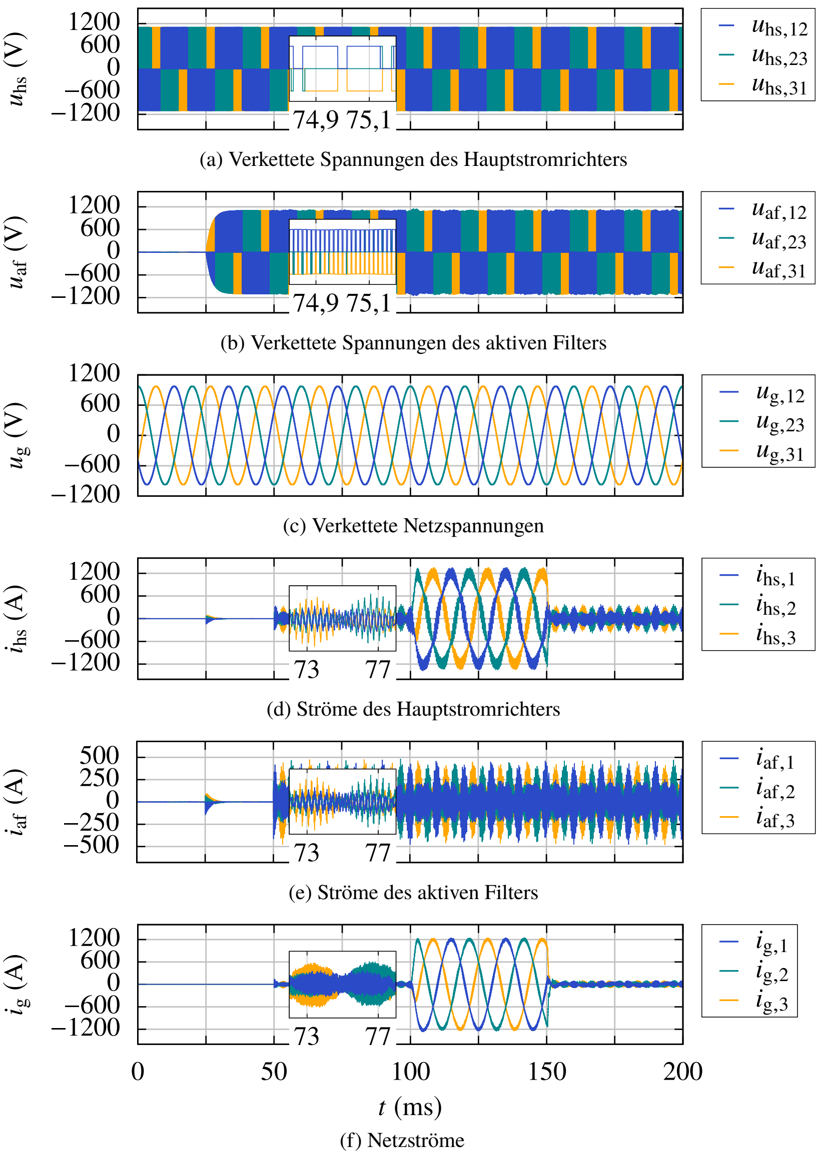
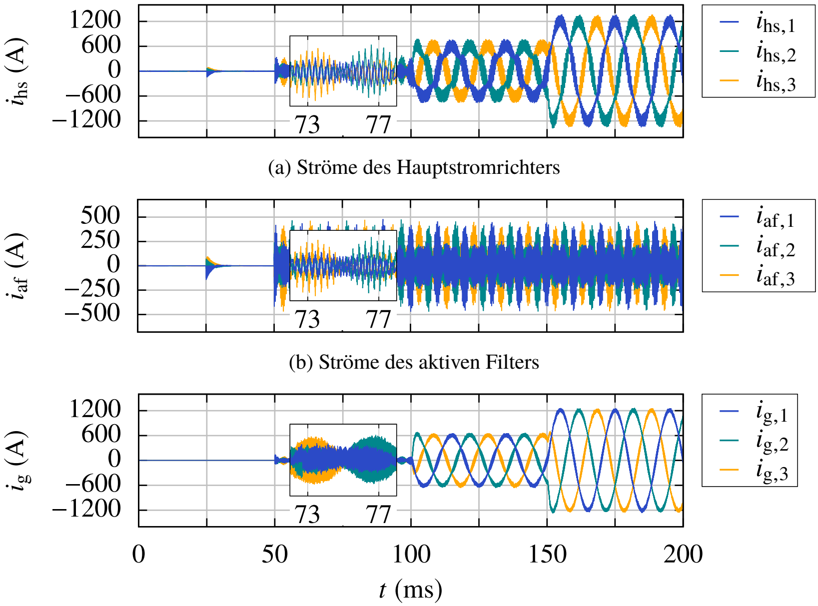


Abbildung 5.3: 2L-VSC mit 2L-VS-AF: Strom- und Spannungszeitverläufe der Vorladung und des Übergangs zwischen Leerlauf- und Nennbetrieb.



(a) Ströme des Hauptstromrichters

(b) Ströme des aktiven Filters

(c) Netzströme

Abbildung 5.4: 2L-VSC mit 2L-VS-AF: Stromzeitverläufe der Vorladung und des Übergangs zwischen Teil- und Nennlastbetrieb.

vermieden wird. Da der zur Gesamtenergieregelung benötigte Grundschwingungswirkstrom vernachlässigbar ist, stimmt der Laststrom des aktiven Filters in sehr guter Näherung mit der Gesamtstromverzerrung des Hauptstromrichters überein. Dies kann auch anhand der in Abbildung 5.5 dargestellten harmonischen Stromspektren bei Nennbetrieb nachvollzogen werden: Die vorgestellte Stromrichterkonfiguration ermöglicht es dem aktiven Filter, die Stromverzerrungen des Hauptstromrichters in den Trägerbändern um die Schaltfrequenz von 3 kHz und deren Vielfache (6 kHz, 9 kHz,...) zu kompensieren. Demgegenüber verursacht das aktive Filter trotz der Tiefpassfilterung durch die netzseitige Filterinduktivität Netzstromoberschwingungen im Schaltfrequenzbereich $[f_{sw,af} - 10f_1, f_{sw,af} + 10f_1]$, die bei konventionellen Netzstromrichtern mit passiven Ausgangsfiltern nicht auftreten würden. Um diesen Nachteil zu verdeutlichen ist in Abbildung 5.5 das Netzstromspektrum eines LCL-Filter basierten und ebenfalls für IEEE 519-2014 ausgelegten Netzstromrichters (Auslegung II

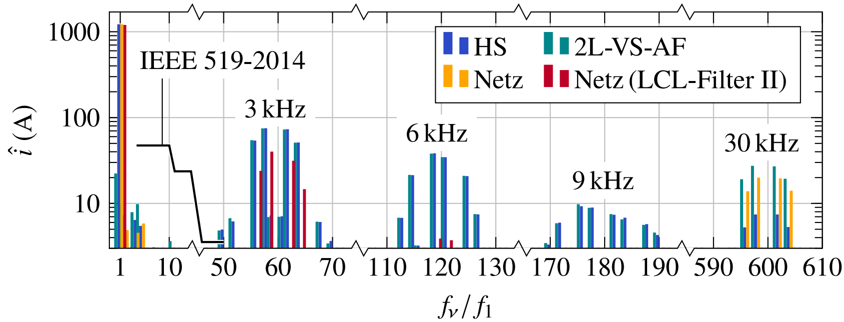


Abbildung 5.5: Harmonische Stromspektren bei einer Ausgangsleistung von 1 MW mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 12,2 % für den Hauptstromrichter, 3,3 % für das Netz und 4,3 % für das Netz bei Verwendung eines LCL-Filters mit vergleichbarem passiven Filteraufwand (Auslegung II in Tabelle 5.4).

in Tabelle 5.4) in rot dargestellt, der lediglich sichtbare Oberschwingungen in den Trägerbändern um 3 kHz und 6 kHz aufweist. Darüber hinaus treten diese Oberschwingungen entsprechend dem Ersatzschaltbild in Abbildung 3.8(d) auch auf der Stromrichterseite auf, wobei deren Amplituden entsprechend dem Verhältnis von stromrichter- und netzseitiger Filterinduktivität erwartungsgemäß 37 % der netzseitigen Oberschwingungen in diesem Frequenzbereich entsprechen. Dennoch erfüllt das in gelb dargestellte Netzstromspektrum bei Verwendung des spannungseinprägenden aktiven Filters die harmonischen Grenzwerte der Netznorm IEEE 519-2014, die Grenzwerte für Oberschwingungsströme bis 2,5 kHz ($\nu \leq 50$) und eine harmonische Gesamtstromverzerrung bei dem höchsten zu erwartenden Laststrom (TDD[3]) von 5 % vorschreibt. Darüber hinaus wird in Abschnitt 5.2.1 gezeigt, dass eine deutliche Reduktion der hochfrequenten Stromoberschwingungen beispielsweise durch den Einsatz eines netzseitigen LCL-Filters mit einer Resonanzfrequenz unterhalb von 30 kHz erreicht werden kann.

Das Prinzip zur Kompensation der Stromverzerrungen des Hauptstromrichters durch das aktive Filter basiert entsprechend Abbildung 3.8 aus Abschnitt 3.6 auf der Bildung eines im Bereich der Trägerfrequenzen des Hauptstromrichters nie-

[3] engl. TDD = Total Demand Distortion

derohmigen Bypasses durch den Hilfsstromrichter. Hinsichtlich einer praktischen Realisierung ist zu berücksichtigen, dass die eingesetzten Leistungshalbleiter Einschaltwiderstände und Durchlassspannungen aufweisen und daher keinen idealen Kurzschluss für die Oberschwingungen des Hauptstromrichters darstellen. Die in diesem Anwendungsbeispiel eingesetzten SiC-MOSFETs weisen laut Datenblattangaben im Betrieb einen maximalen Einschaltwiderstand von $R_{\mathrm{DS(on),max}} = 20\,\mathrm{m}\Omega$ auf, sodass die Reaktanz der netzseitigen Filterinduktivität bereits im unteren Frequenzbereich des ersten Trägerbands des Hauptstromrichters um mehr als das 20-fache größer ist. Gemäß dem Stromteiler am Knotenpunkt resultiert daraus ein verbleibender Eintrag der Oberschwingungen im Frequenzbereich um 2,5 kHz in den Netzstrom von unter 5 %, der für Oberschwingungen mit höheren Frequenzen weiter abnimmt. Falls erforderlich kann eine weitere Reduktion durch die Verwendung einer größeren netzseitigen Filterinduktivität, die gemäß Tabelle 5.1 mit $L'_{\mathrm{f,g}} = 2\,\%$ im Anwendungsbeispiel gering ist, oder eine regelungsbasierte Kompensation der resultierenden Spannungsabfälle über eingeschalteten Leistungshalbleitern erreicht werden.
In den Abbildungen 5.3 und 5.4 ist zu erkennen, dass der Laststrom des aktiven Filters durch die Regelstrategie in sehr guter Näherung auf Stromverzerrungen des Hauptstromrichters begrenzt ist. Dies trifft sowohl auf stationäre Arbeitspunkte als auch für die transienten Übergänge zwischen Nennbetrieb und Leerlaufbetrieb sowie zwischen Teil- und Nennlast zu. Dies wird durch die verwendete Prädiktion des Hauptstromrichterstroms durch das aktive Filter aus Abschnitt 4.3.1 ermöglicht, die in Abbildung 5.6 für die Arbeitspunktwechsel gemäß den Abbildungen 5.3 und 5.4 veranschaulicht ist. Darin ist der durch den Hauptstromrichter mit der Abtastfrequenz $f_{\mathrm{s,hs}} = f_{\mathrm{sw,hs}} = 3\,\mathrm{kHz}$ abgetastete und in dq-Koordinaten transformierte Grundschwingungsstrom ${}^{1}i_{\mathrm{hs,d}}$ in gelb dargestellt. Die blaue Kennlinie zeigt den mit dem Verfahren aus Abbildung 4.12 prädizierten Strom ${}^{1}\tilde{i}_{\mathrm{hs,d}}$, den die netzseitige Stromregelung des aktiven Filters als Sollwert verwendet. Es wird deutlich, dass die abgetastete Stromtrajektorie sehr gut durch die Prädiktion bestimmt und somit eine Übereinstimmung von Hauptstromrichter- und Netzstrom erreicht werden kann, was zu einer Laststrombegrenzung des aktiven Filters auf Stromverzerrungen des Hauptstromrichters führt. Zur Bestimmung des im gesamten Betriebsbereich maximal zu erwartenden Laststroms, der bei der Auslegung des aktiven Filters zu berücksichtigen ist, werden im folgenden Abschnitt die in Kapitel 4 entworfenen Regelstrategien in transienten Arbeitspunkten mit Sollwertänderungen bei unterschiedlichen Netzwinkeln und Leistungsfaktoren untersucht.

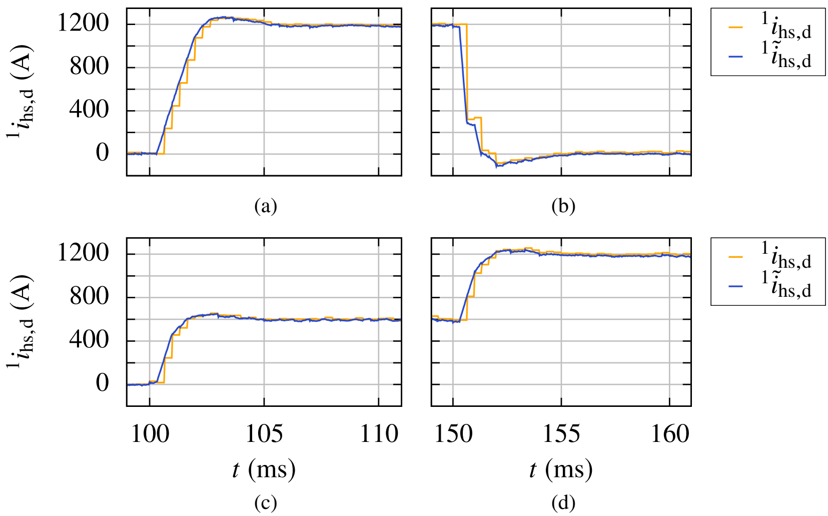


Abbildung 5.6: Prädiktion des Grundschwingungsanteils des Hauptstromrichterstroms durch das aktive Filter beim Arbeitspunktwechsel zwischen Leerlauf und Nennbetrieb (oben) und zwischen Leerlauf, Teillastbetrieb und Nennbetrieb (unten).

Laststrombegrenzung des aktiven Filters und erreichbare Netzstromdynamik

Die Stromverzerrungen des Hauptstromrichters, die dem Laststrom des aktiven Filters in den Abbildungen 5.3(e) und 5.4(b) entsprechen, weisen eine für mit Raumzeigermodulation betriebene Zweipunkt-Stromrichter charakteristische Einhüllende auf. Dabei ergeben sich durch das Pulsmuster des Hauptstromrichters Spannungsabfälle über der stromrichterseitigen Filterinduktivität, die im Bereich der Nulldurchgänge der Strangspannung des aktiven Filters, die aufgrund der geringen netzseitigen Filterinduktivität näherungsweise mit der Netzstrangspannung in Phase ist, hohe und in deren Amplitudenbereich geringe Stromverzerrungen verursachen. Da in einer Netzperiode zwei Spannungsnulldurchgänge in jeder Phase auftreten, weisen die Strangströme in diesem Zeitintervall zwei Bereiche mit hohen Verzerrungen auf. Aufgrund der um 120° phasenverschobenen Strangspannungen des Dreiphasensystems resultieren innerhalb einer Netzperiode folglich sechs Bereiche, in denen die Stromverzerrung in einer der drei Phasen hoch ist.

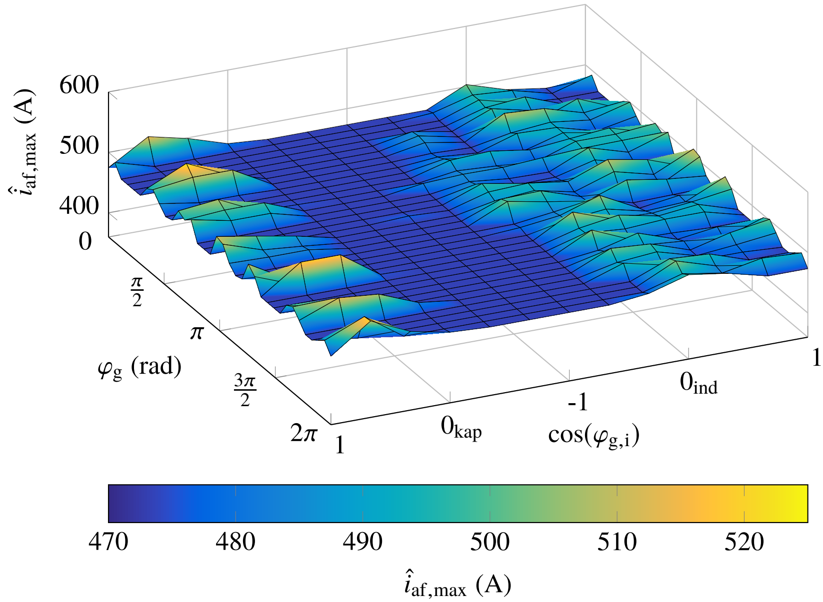
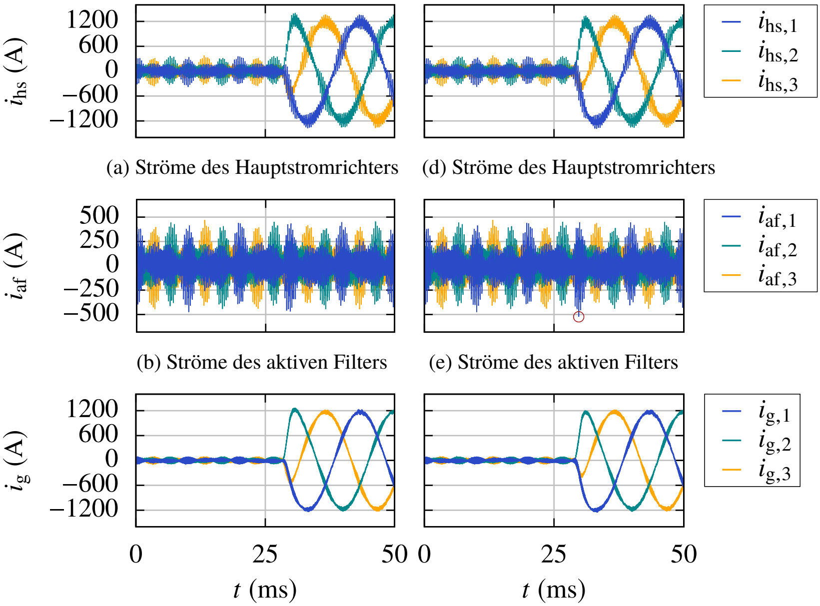


Abbildung 5.7: Maximaler Laststrom des aktiven Filters für Regelstrategie IV in Abhängigkeit des Leistungsfaktors und Netzwinkels zum Zeitpunkt des Arbeitspunktwechsels.

Hinsichtlich der Hauptstromrichter- und Netzströme ist ferner zu beachten, dass sich diese Verzerrungen den Grundschwingungsströmen überlagern und durch den Leistungsfaktor bestimmt wird, in welchen zeitlichen Abschnitten der Grundschwingung die erhöhten Stromverzerrungen auftreten. Diese würden bei einem Leistungsfaktor von eins durch die übereinstimmende Phasenlage von Strom und Spannung folglich ebenfalls im Bereich der Stromnulldurchgänge auftreten, während sie bei einem Leistungsfaktor von null im Bereich der Stromamplituden liegen und somit zu höheren Maximalwerten des Gesamtstroms führen können.
Aufgrund der beschriebenen Charakteristik der Stromverzerrungen des Hauptstromrichters wird in diesem Abschnitt untersucht, ob sich bei verschiedenen Netzwinkeln und mit unterschiedlichen Leistungsfaktoren auftretende Arbeitspunktwechsel auf den maximal zu erwartenden Laststrom des aktiven Filters auswirken. Zur Veranschaulichung der zu diesem Zweck für alle Regelstrategien aus Tabelle 4.1 durchgeführten Simulationsreihen sind in Abbildung 5.7 die für Regelstrategie IV bei einer Änderung des Stromsollwerts von null auf Nennstrom



(a) Ströme des Hauptstromrichters (d) Ströme des Hauptstromrichters

(b) Ströme des aktiven Filters (e) Ströme des aktiven Filters

(c) Netzströme (f) Netzströme

Abbildung 5.8: Arbeitspunktwechsel mit der geringsten (links) und höchsten (rechts) transienten Strombelastung des aktiven Filters bei Verwendung von Regelstrategie IV.

maximal auftretenden aktiven Filterströme in Abhängigkeit des Leistungsfaktors $\cos(\varphi_{g,i})$ und des Netzwinkels $\varphi_g = \omega_g t_{AP}$ zum Zeitpunkt des Arbeitspunktwechsels t_{AP} dargestellt. Darin zeigt sich, dass der Laststrom des aktiven Filters durch die Bestimmung des Sollwerts durch Stromprädiktion in weiten Teilen des Betriebsbereichs auf unter 500 A begrenzt werden kann. In den Leistungsfaktorbereichen zwischen null und eins treten jedoch höhere Lastströme des aktiven Filters auf, die einen Maximalwert von 523 A aufweisen. Insbesondere im kapazitiven Betriebsbereich wird deutlich, dass diese Laststromerhöhungen vorrangig im Bereich von sechs Netzwinkeln auftreten, was durch die zuvor beschriebene Charakteristik der Stromverzerrungen von Zweipunkt-Stromrichtern mit Raumzeigermodulation bedingt ist. Dies lässt sich auch anhand der Stromzeitverläufe eines Arbeitspunktwechsels mit einem Leistungsfaktor von $0{,}87_{\text{kap}}$ in Abbildung 5.8 zeigen. Bei den in den Abbildungen 5.8(a) bis 5.8(c) dargestellten

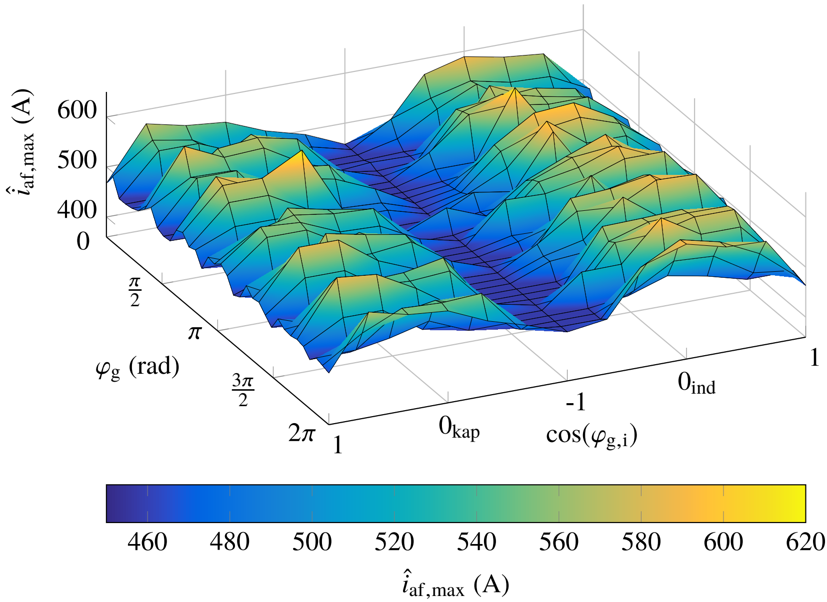
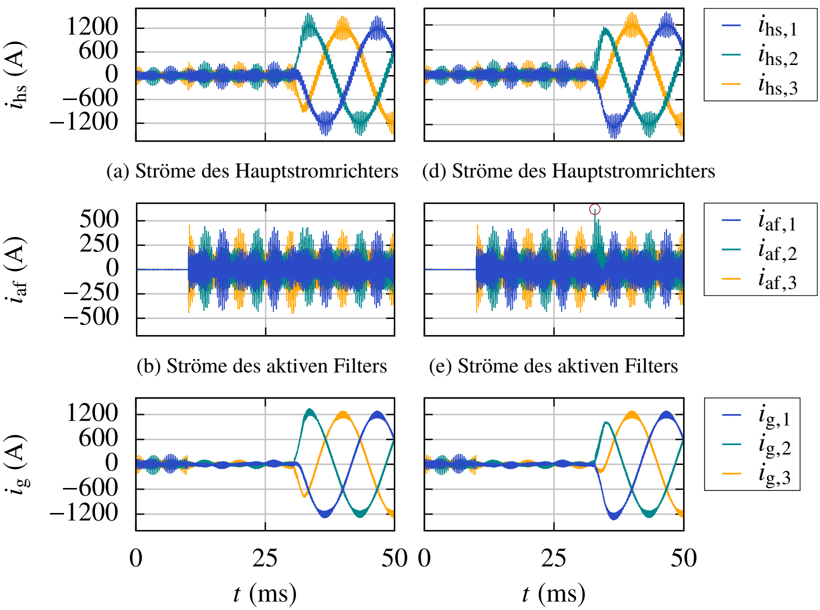


Abbildung 5.9: Maximaler Laststrom des aktiven Filters für Regelstrategie VII in Abhängigkeit des Leistungsfaktors und Netzwinkels zum Zeitpunkt des Arbeitspunktwechsels.

Zeitverläufen befinden sich die Strangströme zum Zeitpunkt der Sollwertänderung bei einem Netzwinkel von 51° in keiner Phase im Bereich hoher Verzerrungen, sodass der aktive Filterstrom trotz des Arbeitspunktwechsels auf 473 A begrenzt bleibt, was gleichzeitig dem globalen Minimum in Abbildung 5.7 entspricht. Demgegenüber erfolgt die Sollwertänderung bei den Zeitverläufen in den Abbildungen 5.8(d) bis 5.8(f) mit gleichem Leistungsfaktor bei einem Netzwinkel von 62°, in dem der Strangstrom in Phase 1 in den Bereich höherer Stromverzerrung übergeht. In diesem Fall führen bereits geringfügige Abweichungen zwischen Hauptstromrichter- und Netzstrom während des Arbeitspunktwechsels zu einem erhöhten Betrag des aktiven Filterstroms von 523 A in Abbildung 5.8(e), was dem Maximalwert im gesamten Betriebsbereich entspricht.
Zum Vergleich mit diesen Ergebnissen zeigt Abbildung 5.9 die bei Verwendung von Regelstrategie VII im gesamten Betriebsbereich auftretenden Maximalwerte des aktiven Filterstroms. Gegenüber Abbildung 5.7 sind deutlich stärkere Ausprägungen der Laststromerhöhungen erkennbar, die in diesem Fall ihre Maximalwerte



(a) Ströme des Hauptstromrichters (d) Ströme des Hauptstromrichters

(b) Ströme des aktiven Filters (e) Ströme des aktiven Filters

(c) Netzströme (f) Netzströme

Abbildung 5.10: Arbeitspunktwechsel mit der geringsten (links) und höchsten (rechts) transienten Strombelastung des aktiven Filters bei Verwendung von Regelstrategie VII.

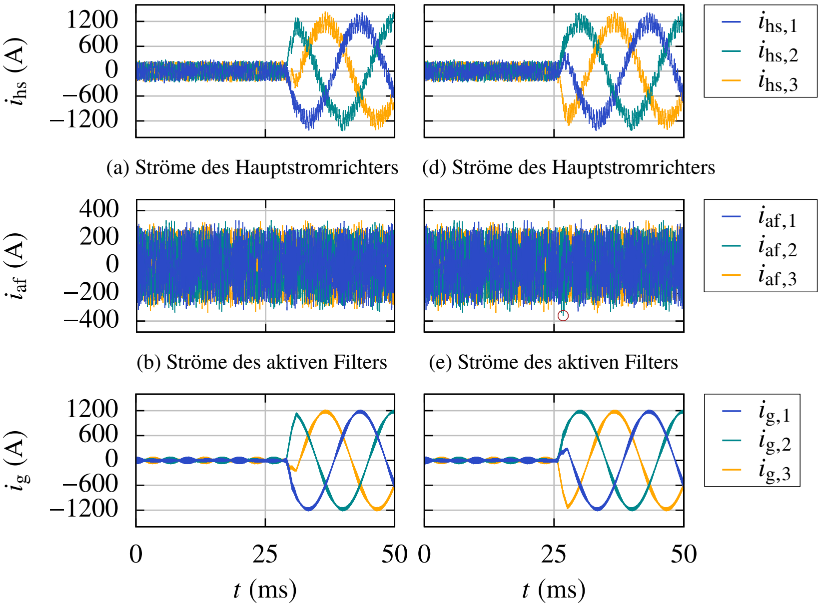
bei induktiven und kapazitiven Leistungsfaktoren von null erreichen und ebenfalls vorrangig im Bereich von sechs Netzwinkeln auftreten. Die Zeitverläufe der Arbeitspunktwechsel mit dem geringsten und höchsten Laststrom des aktiven Filters können Abbildung 5.10 entnommen werden. Darin wird der Hauptstromrichter zunächst ohne das aktive Filter am Netz betrieben, das nach $t = 10\,\text{ms}$ mit dem Knotenpunkt verbunden wird und die Netzstromoberschwingungen substantiell verringert. Bei der in den Abbildungen 5.10(a) bis 5.10(c) dargestellten Sollwertänderung bei einem Netzwinkel von 82° wird der aktive Filterstrom in Abbildung 5.10(b) nur geringfügig durch den Arbeitspunktwechsel beeinflusst, was zu einem Maximalwert von 458 A führt. Da die Stromrichterkonfiguration anschließend mit einem kapazitiven Leistungsfaktor von null betrieben wird, treten die hohen Stromverzerrungen von Hauptstromrichter- und Netzströmen entsprechend der Abbildungen 5.10(a) und 5.10(c) im Amplitudenbereich der

Grundschwingungsströme auf. In den Abbildungen 5.10(d) bis 5.10(f) ist ein identischer Arbeitspunktwechsel bei einem Netzwinkel von 123° dargestellt, der gemäß Abbildung 5.10(e) zu einer erheblichen Überstromspitze von 619 A in Phase 2 führt. Eine Ursache für die im Vergleich zu Regelstrategie IV deutlich höheren Maximalwerte des aktiven Filterstroms besteht in der fehlenden Kommunikation zwischen Haupt- und Hilfsstromrichter. Dies erfordert eine vom Sollwert des Hauptstromrichters unabhängige Erkennung von Arbeitspunktänderungen durch das Differentiationsnetzwerk in Abbildung 4.14, die prinzipbedingt zu einer Phasenverschiebung zwischen dem Istwert des Grundschwingungsstroms des Hauptstromrichters und dem durch das MAF-Netzwerk bestimmten Sollwert der netzseitigen Stromregelung ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$ führt.
Die Ergebnisse der Laststrombegrenzung des aktiven Filters im gesamten Betriebsbereich sind in Tabelle 5.2 für die Regelstrategien I-VIII zusammengefasst, wobei bis auf bei V ($f_{\mathrm{s,hs}} = 450\,\mathrm{kHz}$) und VII ($f_{\mathrm{s,af}} = 90\,\mathrm{kHz}$) bei allen Regelstrategien eine symmetrische Abtastung von Hauptstromrichter und aktivem Filter

Tabelle 5.2: Vergleich der Regelstrategien hinsichtlich des maximal auftretenden Laststroms des aktiven Filters $\hat{i}_{\mathrm{af,max}}$, der erreichbaren Stromänderungsrate ${}^{1}\dot{i}_{\mathrm{g,d,max}}$ und der Anregelzeit.

Nr.	$\hat{i}_{\mathrm{af,max}}$ (A)	${}^{1}\dot{i}^{*}_{\mathrm{hs,d,max}}$ $\left(\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}}\right)$	${}^{1}\dot{i}_{\mathrm{g,d,max}}$ $\left(\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}}\right)$	Anregelzeit (ms)
I	666	1000	582	2,7
II	663	1000	531	2,7
III	500	1000	531	2,7
IV	523	1000	531	2,7
V	361	531*	531	2,3
VI	541	1000	531	2,7
VII	619	1000	573	3
VIII	629	1000	488	3
$\mathrm{IV_{max}}$	532	/	612	2,4
$\mathrm{V_{max}}$	462	646*	644	1,9
$\mathrm{VI_{max}}$	624	/	607	2,6

* Entspricht der maximalen Änderungsrate des Netzstromsollwerts.



(a) Ströme des Hauptstromrichters (d) Ströme des Hauptstromrichters

(b) Ströme des aktiven Filters (e) Ströme des aktiven Filters

(c) Netzströme (f) Netzströme

Abbildung 5.11: Arbeitspunktwechsel mit der geringsten (links) und höchsten (rechts) transienten Strombelastung des aktiven Filters bei Verwendung von Regelstrategie V.

verwendet wird. Zur Verbesserung der Vergleichbarkeit sind darin im oberen Teil die Ergebnisse mit einer Begrenzung der Änderungsrate des Wirkstromsollwerts des Hauptstromrichters auf 1000 $\frac{\text{A}}{\text{ms}}$ dargestellt, da andernfalls nicht mit allen Regelstrategien eine ausreichende Strombegrenzung und damit eine Auslegung des aktiven Filters für eine im Vergleich zum Hauptstromrichter substantiell reduzierte Nennleistung erreicht werden kann. Die Ergebnisse zeigen, dass die Regelstrategien III-VI eine Laststrombegrenzung des aktiven Filters auf unter 550 A ermöglichen, während die entkoppelten Regelstrategien VII und VIII maximale Ströme bis 629 A und die gekoppelten Regelstrategien mit identischen Stromsollwerten I und II bis 666 A verursachen. Die mit Abstand geringste Strombelastung des aktiven Filters von 361 A wird durch die Hystereseregelung des Hauptstromrichters V erreicht, was einer Reduktion von über 25 % gegenüber der Regelstrategie mit dem nächsthöheren Maximalwert (III) entspricht. An dieser

Stelle ist hervorzuheben, dass die mittlere Schaltfrequenz des Hauptstromrichters, trotz der hohen verwendeten Abtastfrequenz von $f_{s,hs} = 450\,\text{kHz}$, dabei in sehr guter Näherung mit der für die anderen Regelstrategien verwendeten Trägerfrequenz der Raumzeigermodulation von 3 kHz übereinstimmt. Dies wird durch die gleichmäßigen Stromverzerrungen des Hauptstromrichters ermöglicht, die den in Abbildung 5.11 dargestellten Stromzeitverläufen entnommen werden können. Im Vergleich zur Raumzeigermodulation, bei der die konstante Schaltfrequenz der Halbleiter im Bereich der Spannungsnulldurchgänge zu hohen Stromverzerrungen und im Amplitudenbereich zu geringen Stromverzerrungen führt, erfolgt bei der Hystereseregelung prinzipbedingt eine von der Netzspannung abhängige Schaltfrequenzanpassung des Hauptstromrichters. Dadurch kann insbesondere in den Bereichen, in denen bei der Raumzeigermodulation geringe Stromverzerrungen auftreten, die Anzahl an Schalthandlungen der Leistungshalbleiter reduziert werden. Hinsichtlich einer praktischen Realisierung ist zu erwarten, dass eine Begrenzung der Anzahl der innerhalb eines Zeitintervalls pro Leistungshalbleiter stattfindenden Schalthandlungen, die zur Einhaltung von dessen maximal zulässiger Sperrschichttemperatur erforderlich sein kann, zu einer geringfügigen Erhöhung des maximal auftretenden aktiven Filterstroms führen wird.
Da die Hystereseregelung des Hauptstromrichters V die einzige Regelstrategie darstellt, bei der der netzseitige Stromsollwert nicht an den Hauptstromrichter angepasst wird, erfolgt gegenüber den restlichen Regelstrategien zunächst eine Begrenzung der Änderungsrate des Stromsollwerts auf $531\,\frac{\text{A}}{\text{ms}}$. Dies entspricht gemäß Tabelle 5.2 der mit den anderen Regelstrategien bei einer Änderung des Wirkstromsollwerts von null auf Nennstrom durchschnittlich erreichten Stromänderungsrate. Wie im Folgenden abgeleitet wird können bei diesem Arbeitspunktwechsel, bei dem das Stromrichtersystem aus dem Leerlauf in den Nennbetrieb mit einem Leistungsfaktor von eins übergeht, die im gesamten Betriebsbereich geringsten Änderungsraten von Hauptstromrichter- und Netzstrom erreicht werden. Aus der Vorgabe einer idealen Laststrombegrenzung des aktiven Filters resultiert die Forderung, dass die Grundschwingungsströme von Hauptstromrichter und Netz zu jedem Zeitpunkt des transienten Vorgangs übereinstimmen. Um dies zu erreichen muss die aktive Filterspannung mit der Spannung übereinstimmen, die sich bei Betrieb ohne das aktive Filter am Knotenpunkt zwischen der stromrichter- und netzseitigen Filterinduktivität einstellen würde:

$$^{1}u_{\text{af,d}} = L_{\text{f,g}} \frac{\text{d}^{1}i_{\text{g,d}}}{\text{d}t} + \omega_{\text{g}} L_{\text{f,g}} {}^{1}i_{\text{g,q}} + {}^{1}u_{\text{g,d}} \tag{5.2}$$

Einsetzen in die stromrichterseitige Spannungsgleichung liefert:

$$^{1}u_{\mathrm{hs,d}} = (L_{\mathrm{f,hs}} + L_{\mathrm{f,g}})\frac{\mathrm{d}^{1}i_{\mathrm{g,d}}}{\mathrm{d}t} + \omega_{\mathrm{g}}(L_{\mathrm{f,hs}} + L_{\mathrm{f,g}})^{1}i_{\mathrm{g,q}} + {}^{1}u_{\mathrm{g,d}} \tag{5.3}$$

Unter der Annahme einer idealen Entkopplung der d- und q-Komponenten ergibt sich mit $^{1}i_{\mathrm{g,q}} = 0$ nach Umstellen von Gleichung (5.3) die Änderungsrate des Wirkstroms:

$$\frac{\mathrm{d}^{1}i_{\mathrm{g,d}}}{\mathrm{d}t} = \frac{^{1}u_{\mathrm{hs,d}} - {}^{1}u_{\mathrm{g,d}}}{L_{\mathrm{f,hs}} + L_{\mathrm{f,g}}} \tag{5.4}$$

In gleicher Weise lässt sich die Änderungsrate des Blindstroms bei einem Wechsel aus dem Leerlauf in einen Arbeitspunkt mit einem Leistungsfaktor von null ableiten:

$$\frac{\mathrm{d}^{1}i_{\mathrm{g,q}}}{\mathrm{d}t} = \frac{^{1}u_{\mathrm{hs,q}}}{L_{\mathrm{f,hs}} + L_{\mathrm{f,g}}} \quad \left(\mathrm{mit}\ {}^{1}u_{\mathrm{hs,d}} = {}^{1}u_{\mathrm{g,d}}\right) \tag{5.5}$$

Anhand von Gleichung (5.4) kann nachvollzogen werden, dass zur Erhöhung des Wirkstroms eine Spannung $^{1}u_{\mathrm{hs,d}}$ des Hauptstromrichters erforderlich ist, die in Phase zur Netzspannung $^{1}u_{\mathrm{g,d}}$ liegt und eine höhere Amplitude als diese aufweist. Demgegenüber kann gemäß Gleichung (5.5) eine Veränderung des Blindstroms durch die Erzeugung einer zur Netzspannung phasenverschobenen Spannung des Hauptstromrichters erreicht werden. Für eine gegebene maximale Ausgangsspannung des Hauptstromrichters, die durch dessen Zwischenkreisspannung und die lineare Aussteuergrenze der verwendeten Raumzeigermodulation bestimmt wird, berechnet sich die maximal erreichbare Anstiegsgeschwindigkeit des Wirkstroms zu:

$$^{1}\dot{i}_{\mathrm{g,d,max}} = \max\left(\frac{\mathrm{d}^{1}i_{\mathrm{g,d}}}{\mathrm{d}t}\right) = \frac{\frac{U_{\mathrm{dc,hs}}}{\sqrt{3}} - {}^{1}\hat{u}_{\mathrm{g}}}{L_{\mathrm{f,hs}} + L_{\mathrm{f,g}}} = 646\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}} \tag{5.6}$$

Für den Maximalwert der Änderungsrate des Blindstroms folgt:

$$^{1}\dot{i}_{\mathrm{g,q,max}} = \max\left(\frac{\mathrm{d}^{1}i_{\mathrm{g,q}}}{\mathrm{d}t}\right) = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{\mathrm{dc,hs}}}{\sqrt{3}}\right)^{2} - {}^{1}\hat{u}_{\mathrm{g}}^{2}}}{L_{\mathrm{f,hs}} + L_{\mathrm{f,g}}} = 2641\ \frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}} \tag{5.7}$$

Der Vergleich der Gleichungen (5.6) und (5.7) zeigt, dass im gesamten Betriebsbereich die geringsten Stromänderungsraten bei der Erhöhung des ins Netz eingeprägten Wirkstroms erreicht werden können. Dies führt u.a. dazu, dass der Laststrom des aktiven Filters in diesen Arbeitspunktwechseln im Allgemeinen zuverlässig begrenzt werden kann, da die geringe Stromdynamik eine präzise

Angleichung der Grundschwingungen von Hauptstromrichter- und Netzstrom grundsätzlich vereinfacht.
Tabelle 5.2 ist zu entnehmen, dass die oben beschriebene Begrenzung der Änderungsrate des Wirkstromsollwerts des Hauptstromrichters, die deutlich oberhalb der maximal erreichbaren Änderungsrate des netzseitigen Wirkstroms aus Gleichung 5.6 liegt, bei einem Übergang aus dem Leerlauf in den Nennarbeitspunkt mit einem Leistungsfaktor von eins zu Netzstromänderungsraten von unter 600 $\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}}$ führt. Die Regelstrategien II-VI erreichen dabei eine Änderungsrate von 531 $\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}}$, während die Regelstrategien I und VI demgegenüber um ca. 9 % höhere und Regelstrategie VIII um ca. 9 % geringere Stromanstiegsgeschwindigkeiten ermöglichen. Beim Vergleich der ab dem Zeitpunkt der erstmaligen Sollwertänderung des Netzstroms bis zum Erreichen des Nennarbeitspunkts benötigten Anregelzeiten fällt auf, dass der Netzstromsollwert bei Verwendung der Hystereseregelung V nach der kürzesten Zeitdauer von $t_{\mathrm{V}} = 2{,}3\,\mathrm{ms}$ erreicht werden kann, obwohl diese Regelstrategie nicht die höchste Stromanstiegsgeschwindigkeit aufweist. Dies entspricht im Vergleich zu den Regelstrategien I-IV und VI ($t_{\mathrm{I-IV,VI}} = 2{,}7\,\mathrm{ms}$) einer Verringerung um über 15 % und im Vergleich zu den Regelstrategien VII und VIII ($t_{\mathrm{VII-VIII}} = 3\,\mathrm{ms}$) einer Verringerung um über 20 %. Dabei stellen Totzeiten, der Einfluss der nicht konstanten Gegenspannung des Hauptstromrichters und die resultierenden Stromtrajektorien die Ursachen dafür dar, dass die Regelstrategien mit den höchsten Stromanstiegsgeschwindigkeiten nicht zwangsläufig die geringsten Zeitdauern bis zum Erreichen des Netzstromsollwerts aufweisen.
Eine ausreichende Reduktion der Strombelastung des aktiven Filters auch ohne Begrenzung der Änderungsrate des Wirkstromsollwerts des Hauptstromrichters kann nur mit den Regelstrategien $\mathrm{IV_{max}}$-$\mathrm{VI_{max}}$ erreicht werden. Die benötigten Zeitdauern für den Übergang aus dem Leerlauf in den Nennbetrieb mit einem Leistungsfaktor von eins lassen sich dabei auf $t_{\mathrm{IV,max}} = 2{,}4\,\mathrm{ms}$, $t_{\mathrm{V,max}} = 1{,}9\,\mathrm{ms}$ und $t_{\mathrm{VI,max}} = 2{,}6\,\mathrm{ms}$ reduzieren. Erwartungsgemäß führt dies zu Erhöhungen der im gesamten Betriebsbereich auftretenden Maximalwerte des aktiven Filterstroms, wobei die Zunahme bei Regelstrategie $\mathrm{IV_{max}}$ um 9 A deutlich unterhalb der Zunahme bei Regelstrategie $\mathrm{VI_{max}}$ um 88 A und bei Regelstrategie $\mathrm{V_{max}}$ um 101 A liegt. Die mit letzterer erreichten Änderungsraten der stromrichter- und netzseitigen Wirkströme von 644 $\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{ms}}$ entsprechen in sehr guter Näherung dem Maximalwert aus Gleichung (5.6), sodass während der Arbeitspunktwechsel aufgrund der begrenzten Anzahl an Schaltzuständen des Hauptstromrichters trotz der Hystereseregelung nicht übereinstimmende Änderungsraten der Blind- und Wirkströme resultieren und daher transiente Unterschiede zwischen Hauptstromrichter- und Netzstrom verursacht werden können. Gegenüber dem Betrieb mit Begren-

zung der Änderungsrate des Wirkstromsollwerts des Hauptstromrichters, für den sich ein maximaler Laststrom des aktiven Filters von 361 A ergibt, treten dabei jedoch nur in drei der 468 untersuchten Arbeitspunkte aktive Filterströme über 400 A auf. Durch eine Begrenzung der Änderungsrate des Wirkstromsollwerts auf die mit den Regelstrategien IV_{max} und VI_{max} erreichten Stromanstiegsgeschwindigkeiten von 612 $\frac{A}{ms}$ bzw. 607 $\frac{A}{ms}$ ließe sich der Laststrom des aktiven Filters mit Hystereseregelung des Hauptstromrichters im gesamten Betriebsbereich auf unter 400 A reduzieren.

Die zusammengefassten Ergebnisse der erreichbaren Stromänderungsraten, Anregelzeiten und maximalen Lastströme des aktiven Filters sind in Abbildung 5.12 dargestellt, wobei eine Normierung auf das jeweilige Optimum aller Regelstrategien gemäß Tabelle 5.2 erfolgt. Es zeigt sich, dass eine geeignete Laststrombegrenzung des aktiven Filters mit den Regelstrategien I-VIII bei einer Begrenzung der Sollwertänderungsrate des Hauptstromrichters auf 1000 $\frac{A}{ms}$ möglich ist. Diese ermöglichen Wirkstromänderungsraten im Bereich zwischen 75 % und 90 % der maximal erreichbaren Stromanstiegsgeschwindigkeit sowie Übergange vom Leerlauf- zum Nennbetrieb innerhalb von 2,3 ms bis 3 ms. Eine weitere Erhöhung der Wirkstromänderungsraten auf 94 % bis 100 % der maximal

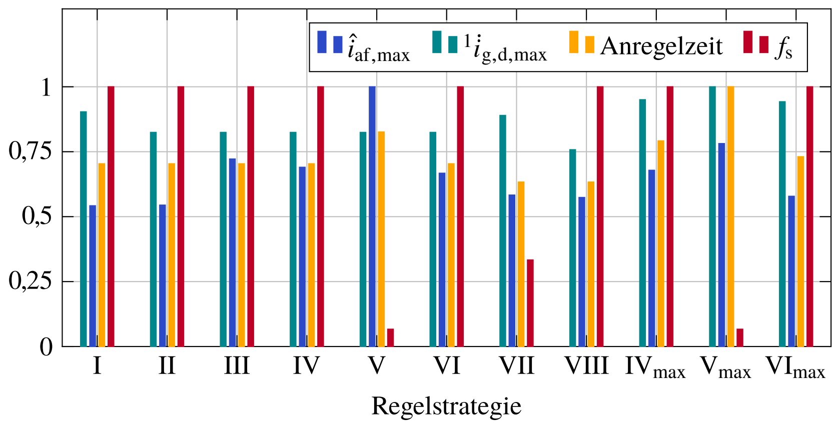


Abbildung 5.12: Vergleich der Regelstrategien hinsichtlich des maximal auftretenden Laststroms des aktiven Filters $\hat{i}_{af,max}$, der erreichbaren Stromänderungsrate ${}^{1}\dot{i}_{g,d,max}$, der Anregelzeit und der erforderlichen Abtastfrequenz f_s. Die Ergebnisse sind auf das jeweilige Optimum aller Regelstrategien normiert, sodass der bestmögliche Wert 1 entspricht.

erreichbaren Stromanstiegsgeschwindigkeit und Verkürzung der Anregelzeiten auf 1,9 ms bis 2,6 ms ist durch die Regelstrategien IV_{max}-VI_{max} möglich, die keine Änderungsratenbegrenzung des Wirkstromsollwerts des Hauptstromrichters verwenden. Für die Integration von aktiven Filtern in aktive Netzstromrichter und die dann mögliche Regelungskopplung weisen insbesondere die Regelstrategien IV bzw. IV_{max} und V bzw. V_{max} ein hohes Potential auf, die eine vielversprechende Kombination aus Anregelzeiten und Laststrombegrenzung des aktiven Filters bieten. An dieser Stelle ist jedoch zu beachten, dass die Hystereseregelungen V bzw. V_{max} eine sehr hohe Abtastfrequenz des Hauptstromrichters von 450 kHz erfordern. Hinsichtlich des entkoppelten Betriebs von spannungseinprägenden aktiven Filtern stehen die Regelstrategien VII und VIII zur Verfügung, die trotz der fehlenden Kommunikationsschnittstelle zum Hauptstromrichter eine Begrenzung des aktiven Filterstroms auf unter 630 A und Anregelzeiten von ca. 3 ms erreichen.

Gesamtenergieregelung

Da das 2L-VS-AF keine potentialgetrennte Einspeisung oder Verbindung zum Zwischenkreis des Hauptstromrichters aufweist, wird zur Regelung der in den Zwischenkreiskondensatoren des Hilfsstromrichters gespeicherten Energie die in Abschnitt 4.4.1 beschriebene Gesamtenergieregelung eingesetzt. Die resultierenden Zeitverläufe der Zwischenkreisspannung des Hilfsstromrichters sind in Abbildung 5.13 während des Stromrichterbetriebs gemäß den Abbildungen 5.3 und 5.4 dargestellt. Es zeigt sich, dass die Zwischenkreisspannung bereits durch das passive Vorladen im Zeitbereich zwischen 25 ms und 50 ms in guter Näherung ihren Sollwert von $U^*_{dc,af} = 1100\,V$ erreicht. Nach der Verbindung mit dem Netz zum Zeitpunkt $t = 50\,ms$ treten deutliche Verzerrungen der Zwischenkreisspannung auf, die durch die Aufnahme der Stromverzerrungen des Hauptstromrichters verursacht werden. Durch die Gesamtenergieregelung kann dennoch eine sehr gute Übereinstimmung der mittleren Zwischenkreisspannung mit ihrem Sollwert erreicht werden. Die Spannungsverzerrungen verursachen dabei alternierende Abweichungen von $U^*_{dc,af}$, deren Maximalwerte in Abbildung 5.13(a) 8,3 % und in Abbildung 5.13(b) 3,9 % entsprechen und die keine signifikanten Auswirkungen auf die Zeitverläufe der eingeprägten Netzströme in den Abbildungen 5.3 und 5.4 sowie deren Frequenzspektrum in Abbildung 5.5 aufweisen. Falls in bestimmten Anwendungen erforderlich, wäre eine Reduktion der Zwischenkreisspannungsverzerrung unter der Annahme einer nicht veränderlichen Schaltfrequenz des Hauptstromrichters durch eine Vergrößerung der Zwischenkreiskapazität des aktiven Filters C_{af} oder der stromrichterseitigen Induktivität $L_{f,hs}$ möglich.

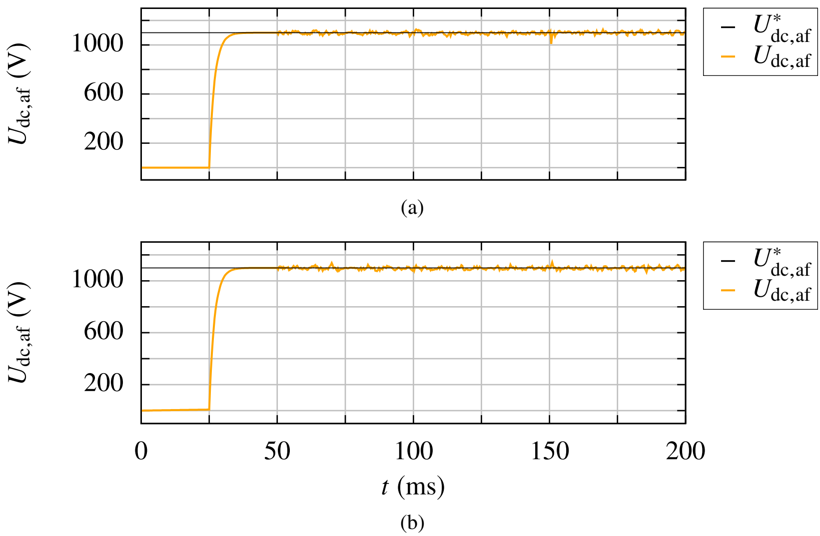


Abbildung 5.13: Zeitverläufe der Soll- und Istwerte der Zwischenkreisspannung des aktiven Filters beim Arbeitspunktwechsel zwischen Leerlauf und Nennbetrieb (a) und zwischen Leerlauf, Teillastbetrieb und Nennbetrieb (b).

Verhalten in Fehlerfällen und bei nichtidealen Netzbedingungen

Im Betrieb der Stromrichterkonfiguration können durch eine nicht optimale Anpassung der Stromregelkreise, zu hohe Abweichungen bei der Bestimmung des Stromsollwerts oder durch einen Kommunikationsausfall Überströme im Hilfsstromrichter auftreten, die zur Verhinderung von Beschädigungen dessen Abschaltung erfordern. Weitere Ursachen für Überströme können ferner durch netzseitige Fehlerereignisse entstehen, die sich aufgrund der geringen netzseitigen Filterimpedanz und der Entkopplung von Stromrichter- und Netzseite (vgl. Abschnitt 3.6) insbesondere auf den Hilfsstromrichter auswirken, der darüber hinaus im Vergleich zum Hauptstromrichter für einen deutlich geringeren Nennstrom ausgelegt ist. Um in diesen auf den Hilfsstromrichter begrenzten Fehlerfällen eine Abschaltung des Hauptstromrichters zu vermeiden und z.B. eine Bereitstellung von Kurzschlussleistung durch diesen zu ermöglichen, kann eine ausschließliche Überstromabschaltung und erneute Netzanbindung des Hilfsstromrichters unter Verwendung des in Abschnitt 4.3.3 vorgestellten Verfahrens erfolgen.

Zur Demonstration dieses Vorgehens zeigt Abbildung 5.14 die Simulationsergebnisse für eine auf 600 A eingestellte Überstromabschaltung des aktiven Filters. Dabei wird bei Eintreten des Arbeitspunktwechsels zum Zeitpunkt $t = 25$ ms ein Ausfall der Stromprädiktion vorgegeben, was gemäß Abbildung 5.14(b) zu einer Überschreitung der Stromgrenze bei $t = 25$ ms in Phase 2 und einer anschließenden Überstromabschaltung bei ca. $t = 26$ ms führt. Den Abbildungen 5.14(a) und 5.14(c) ist zu entnehmen, dass der Hauptstromrichter davon unbeeinflusst bleibt und in der Folge mit einem L-Filter, das sich aus der Reihenschaltung von stromrichter- und netzseitiger Induktivität zusammensetzt, unter Nennlast am Netz betrieben wird. Der Hilfsstromrichter wird anschließend wieder mit der Spannung am Knotenpunkt der Lastleitung synchronisiert und zum Zeitpunkt $t = 50$ ms erneut mit dem Netz verbunden. Die Kompensation der Stromverzerrungen des Hauptstromrichters durch $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$ in Abbildung 5.14(b), der keine Überstromspitze im Einschaltzeitpunkt aufweist, führt zu einer substantiellen Oberschwingungsreduktion des Netzstroms in Abbildung 5.14(c). Ferner fällt auf, dass die dem Grundschwingungsstrom des Hauptstromrichters überlagerten Verzerrungen zum Zeitpunkt $t = 50$ ms sichtbar zunehmen. Dies ist darauf zurückzuführen, dass der Hilfsstromrichter im Bereich der Trägerbänder des Hauptstromrichters in guter Näherung einen Kurzschluss darstellt und die Oberschwingungsspannungen ${}^{\nu}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}}$ dann vollständig über der stromrichterseitigen Filterinduktivität abfallen, während sie im Betrieb ohne aktives Filter über der Reihenschaltung von stromrichter- und netzseitiger Filterinduktivität anliegen.

Im praktischen Einsatz ist darüber hinaus eine Beeinträchtigung des Stromrichterbetriebs infolge von nichtidealen Netzbedingungen möglich. Diese können in Form von Spannungseinbrüchen und Unsymmetrien auftreten und zu Überströmen und Resonanzanregungen führen, die eine Herausforderung für die Regelungsstabilität und den Stromrichterschutz darstellen. Aufgrund der im Vergleich zum Hauptstromrichter hohen Abtast- und Regelfrequenz des aktiven Filters kann, als Alternative zu dessen vorübergehender Abschaltung, bei netzseitigen Spannungseinbrüchen eine Begrenzung des Netzstroms durch das aktive Filter angestrebt werden. Abbildung 5.15 zeigt die Simulationsergebnisse für diesen Betriebsfall, in dem die Stromrichterkonfiguration zunächst unter idealen Netzbedingungen mit Nennlast betrieben wird. Nach $t = 50$ ms erfolgt gemäß Abbildung 5.15(a) ein symmetrischer Netzspannungseinbruch um 20 %, der geringfügige Überstromspitzen der Hauptstromrichter- und Netzströme in den Abbildungen 5.15(b) und 5.15(d) von unter 10 % verursacht, die jedoch unmittelbar im Anschluss durch die Stromrichterregelung erneut auf ihre Sollwerte eingestellt werden können. In Abbildung 5.15(c) zeigt sich, dass der Laststrom des aktiven Filters im Augenblick des Netzspannungseinbruchs keinen Überstrom

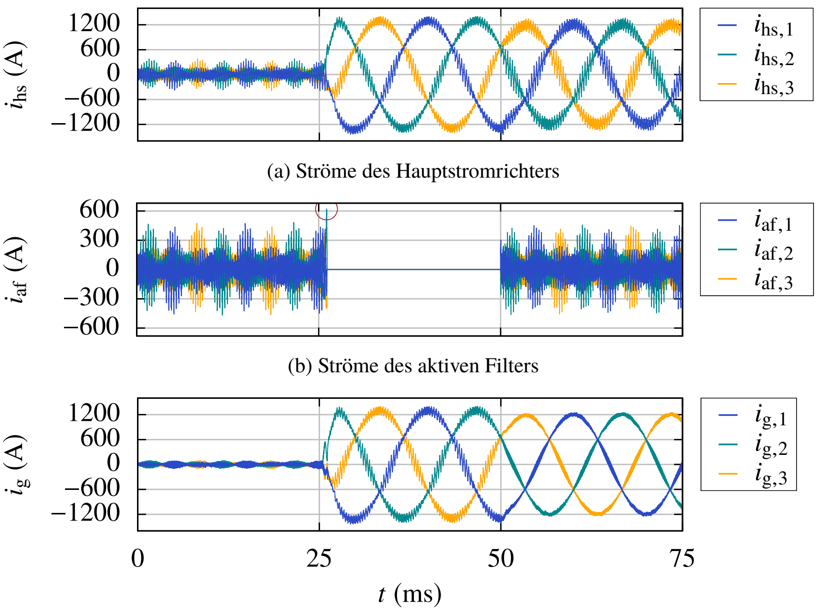


Abbildung 5.14: Überstromabschaltung und erneute Anbindung des aktiven Filters an die belastete Lastleitung.

aufweist und beim anschließenden Betrieb an der niedrigeren Netzspannung geringfügig abnimmt, was auf die geringeren Stromverzerrungen infolge des dann reduzierten Modulationsgrads des Hauptstromrichters zurückzuführen ist. Zum Zeitpunkt $t = 100\,\text{ms}$ kehren die Netzspannungen in zwei Phasen auf ihren Nennwert zurück, wodurch ein Gegensystem der Netzspannung verursacht wird. In der Folge bricht der Netzstrom um weniger als 10 % ein und erreicht innerhalb einer halben Netzperiode erneut seinen Sollwert. Da die eingesetzte DDSRF-PLL eine Erkennung des Mit- und Gegensystems der Netzspannung ermöglicht, können durch die Stromregelung des aktiven Filters auch bei unsymmetrischen Netzbedingungen symmetrische Ströme ins Netz eingeprägt werden. Ferner wird deutlich, dass durch die erreichte Entkopplung der Stromrichter- und Netzseite keine gegenseitigen Beeinflussungen der Regelungen von Hauptstromrichter und aktivem Filter während des netzseitigen Spannungseinbruchs auftreten.

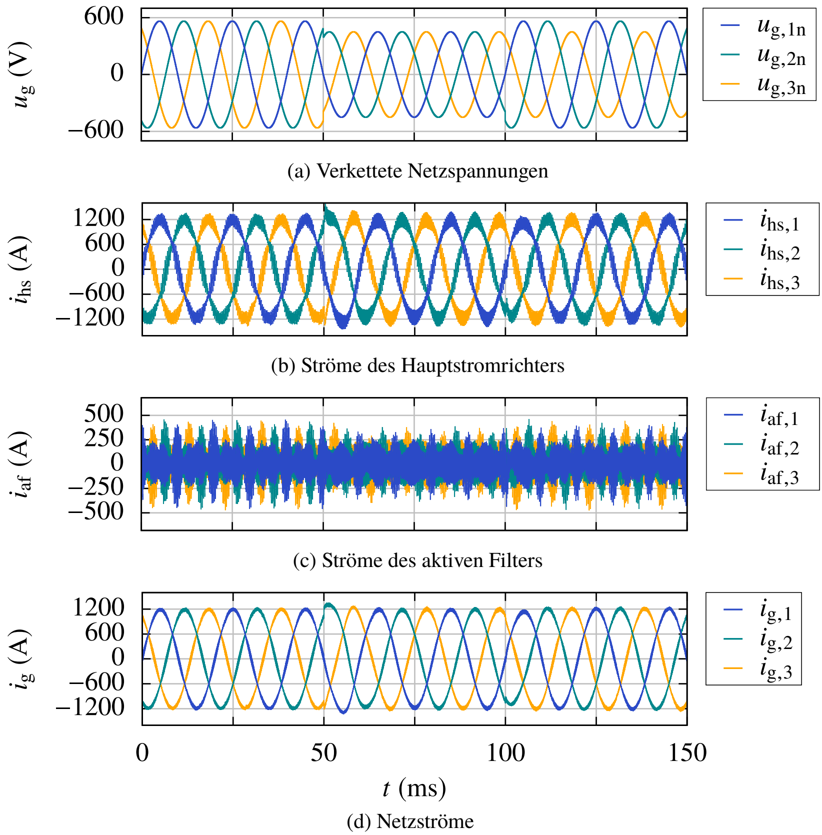


Abbildung 5.15: Betrieb unter nichtidealen Netzbedingungen mit symmetrischem Netzspannungseinbruch und Rückkehr zur Nennspannung in zwei Phasen [E3].

5.1.2 Mehrpunkt-Hilfsstromrichter als aktives Filter

Für die simulative Untersuchung eines aktiven Netzstromrichters mit integriertem Mehrpunkt-Hilfsstromrichter mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen werden Topologie und Parameter des Hauptstromrichters aus dem vorherigen Abschnitt 5.1.1 beibehalten, während als spannungseinprägendes aktives Filter ein

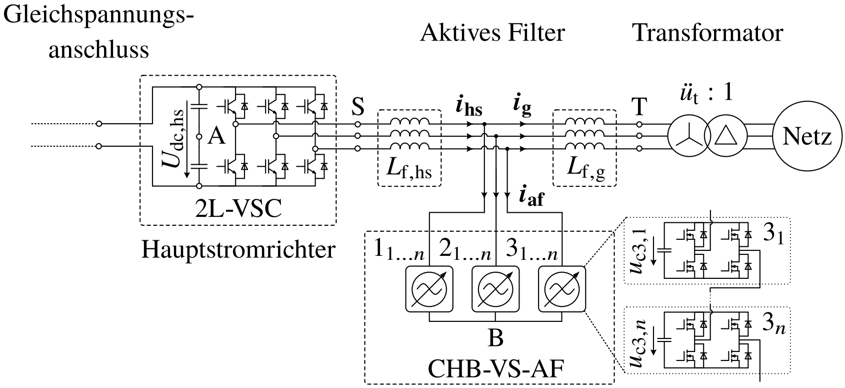


Abbildung 5.16: Stromrichterkonfiguration mit einem 2L-VSC als Hauptstromrichter, einem CHB-VS-AF als aktives Filter und netzseitigem Transformator.

kaskadierter H-Brückenstromrichter in Sternschaltung (CHB-VS-AF[4]) verwendet wird. Die Auslegung und Regelung dieser Mehrpunkt-Stromrichtertopologie ist Gegenstand zahlreicher Forschungsarbeiten (z.B. [104, 105, B21, 106, 107]) und diese ist in Dreiecksschaltung für die Anwendung als STATCOM[5] z.B. als *SVC PLUS* von Siemens [108] und *SVC Light* von Abb [A4] kommerziell verfügbar. Die Parameter der resultierenden Stromrichterkonfiguration in Abbildung 5.16 können Tabelle 5.3 entnommen werden. Als aktives Filter wird ein CHB-VS-AF mit sieben kaskadierten Vollbrückenzellen je Phase mit einer Zellspannung von $u_\mathrm{c} = 100\,\mathrm{V}$ eingesetzt, das eine Mittelpunktspannung mit 15 Spannungsstufen erzeugen kann. Durch die Verwendung einer Zellkapazität von $C_\mathrm{af} = 3{,}1\,\mathrm{mF}$ erhöht sich die insgesamt im aktiven Filter gespeicherte Energie im Vergleich zum 2L-VS-AF aus Abschnitt 5.1.1 um etwa ein Drittel. Die Trägerfrequenz des aktiven Filters sowie die restlichen Systemparameter werden aus Tabelle 5.1 übernommen.

Validierung des Funktionsprinzips

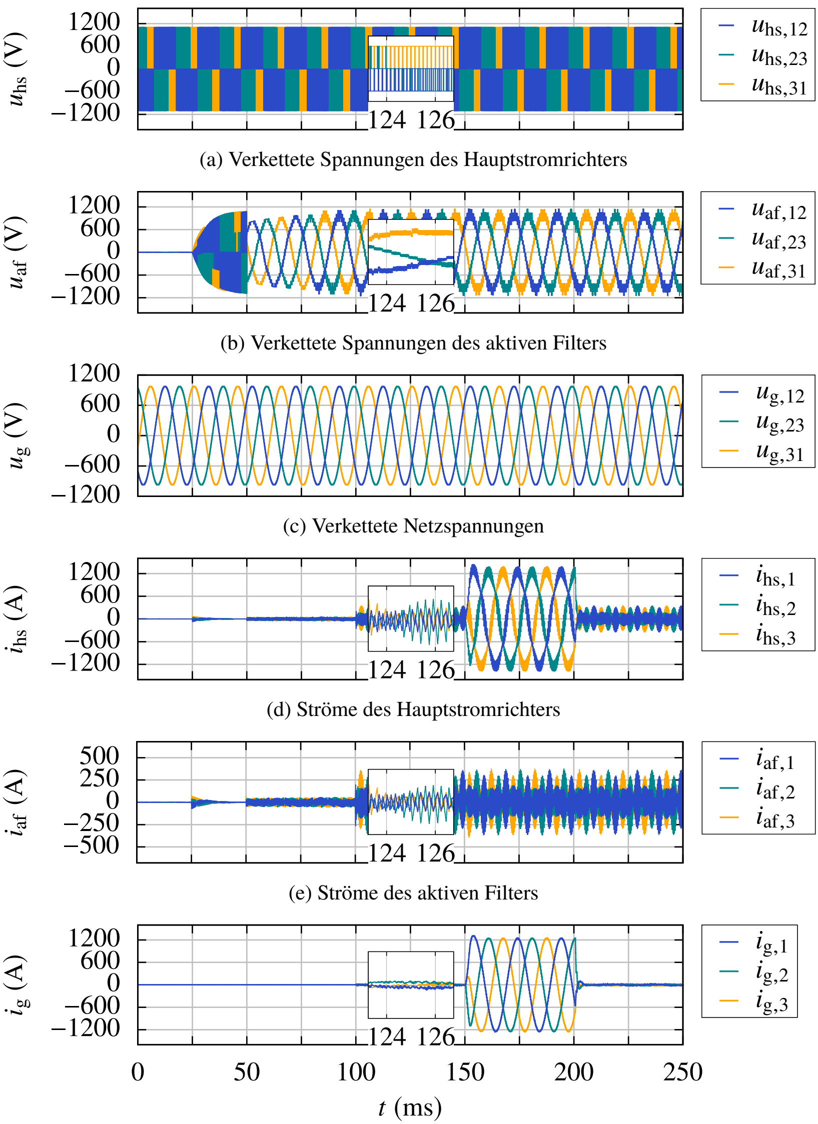
Abbildung 5.17 zeigt die Simulationsergebnisse der Strom- und Spannungszeitverläufe von Hauptstromrichter, aktivem Filter und Netz. In gleicher Weise wie in Abbildung 5.3 sind die kapazitiven Energiespeicher des aktiven Filters zunächst

[4] engl. CHB-VS-AF = Cascaded H-Bridge-Voltage Source-Active Filter
[5] engl. STATCOM = Static Synchronous Compensator

Tabelle 5.3: Simulationsparameter für einen 2L-VSC mit integriertem CHB-VS-AF

	Parameter	Symbol	Einheit	
Bezugs-größen	Nennleistung	S_r	1	MVA
	Nennspannung	U_r	690	V
	Nennstrom	I_r	837	A
Hauptstrom-richter	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,hs}$	1100	V
	Schaltfrequenz	$f_{sw,hs}$	3	kHz
Aktives Filter	Vollbrückenanzahl je Phase	n	7	
	Zellspannung	u_c	100	V
	Trägerfrequenz	$f_{sw,af}$	30	kHz
	Zellkapazität	C_{af}	3,1	mF
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{f,hs}$	81	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,hs}$	5,3	%
Netzseitiger Filter	Induktivität	$L_{f,g}$	30	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,g}$	2	%
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$\ddot{u}_t$	1	
Netz	Nennspannung	U_g	690	V
	Frequenz	f_g	50	Hz

entladen und die Stromrichterkonfiguration vom Netz getrennt. Zum Zeitpunkt $t = 25$ ms werden die Schalter S_{hs} und S_v (vgl. Abbildung 4.1) geschlossen und die Zellkapazitäten des Hilfsstromrichters über die Vorladewiderstände passiv aufgeladen. Nach $t = 50$ ms erfolgt die Pulsfreigabe des Hilfsstromrichters und eine aktive Vorladung, für die die Anzahl der an der Spannungsbildung beteiligten Zellen je Phase zunächst auf fünf festgelegt und anschließend in Abhängigkeit der Zwischenkreisspannungen auf sieben erhöht wird. Durch Schließen der Schalter S_{af} und S_g erfolgt nach $t = 100$ ms eine Überbrückung der Vorladewiderstände und eine Netzanbindung. Nachdem die Stromrichterkonfiguration zunächst im Leerlauf betrieben wird, ändert sich der Wirkstromsollwert bei $t = 150$ ms auf den Wert des Nennstroms und bei $t = 200$ ms erneut auf null.



(a) Verkettete Spannungen des Hauptstromrichters

(b) Verkettete Spannungen des aktiven Filters

(c) Verkettete Netzspannungen

(d) Ströme des Hauptstromrichters

(e) Ströme des aktiven Filters

(f) Netzströme

Abbildung 5.17: 2L-VSC mit CHB-VS-AF: Strom- und Spannungszeitverläufe der Vorladung und des Übergangs zwischen Leerlauf- und Nennbetrieb.

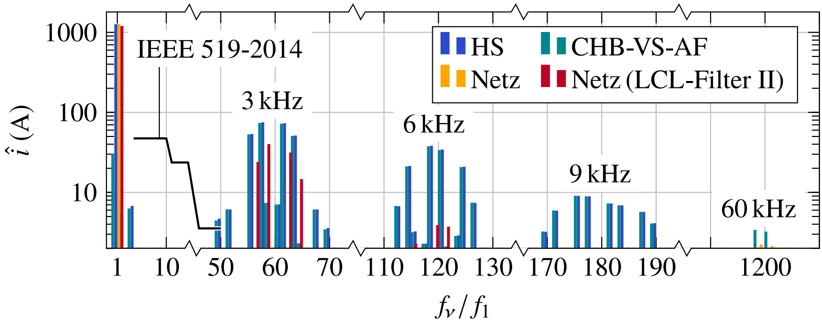


Abbildung 5.18: Harmonische Stromspektren bei einer Ausgangsleistung von 1 MW mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 11,6 % für den Hauptstromrichter, 0,4 % für das Netz und 4,3 % für das Netz bei Verwendung eines LCL-Filters mit vergleichbarem passiven Filteraufwand (Auslegung II in Tabelle 5.4).

Aufgrund der übernommenen Betriebsparameter des Hauptstromrichters weist der Ausgangsstrom des 2L-VSCs in Abbildung 5.17(d) Stromverzerrungen auf, die mit den Ergebnissen in Abbildung 5.3(d) auf den ersten Blick vergleichbar sind und durch das aktive Filter kompensiert werden. Mit 11,6 % liegt der THD des Hauptstromrichterstroms jedoch einen halben Prozentpunkt unterhalb der Ergebnisse aus Abschnitt 5.1.1, was durch die geringeren Spannungsverzerrungen des aktiven Filters zu erklären ist: Diese verursachen im Vergleich zu Abbildung 5.3(f) geringere Netzstromverzerrungen, die zu einer signifikanten Reduktion des THDs der in Abbildung 5.17(f) dargestellten Netzströme auf 0,3 % führt. Diese weisen darüber hinaus im Vergleich zur Verwendung eines mit Raumzeigermodulation betriebenen 2L-VS-AFs, das gemäß Abbildung 5.3(f) im Bereich der Spannungsnulldurchgänge hohe und im Amplitudenbereich der Strangspannungen geringe Netzstromverzerrungen verursacht, innerhalb einer Netzperiode näherungsweise konstante Stromverzerrungen auf. Wie bereits durch Abbildung 5.5 gezeigt wird treten auf der Stromrichterseite ebenfalls Oberschwingungen im Bereich der Trägerfrequenz des Hilfsstromrichters auf, jedoch entspricht das Amplitudenverhältnis zu den Netzstromverzerrungen dem Verhältnis von netz- zu stromrichterseitiger Filterinduktivität (37 %). Anhand dieser Überlegungen wird deutlich, dass die durch das aktive Filter auf der Stromrichterseite verursachten Stromverzerrungen in diesem Fall vernachlässigbar und die Verzerrungen des Hauptstromrichterstroms geringfügig reduziert sind.

Dies kann ferner anhand der harmonischen Stromspektren in Abbildung 5.18 nachvollzogen werden: Darin tritt das erste Trägerband des aktiven Filters bei der doppelten Trägerfrequenz auf, was durch die Verwendung von um 180° zueinander versetzten Trägersignalen zur Modulation der zwei Halbbrücken einer Vollbrückenzelle bedingt ist. Der Netzstrom weist in diesem Frequenzbereich Oberschwingungen mit einer geringen Amplitude von etwa 2 A auf, was weniger als 0,2 % der Grundschwingungsamplitude entspricht.

Gesamtenergieregelung und Energiesymmetrierung

Zur Regelung der in den Phasen des CHB-VS-AFs gespeicherten Energien werden die Gesamtenergieregelung aus Abschnitt 4.4.1 und die Regelung zur Energiesymmetrierung aus Abschnitt 4.4.2 eingesetzt, wodurch eine aufwändige Zelleinspeisung vermieden wird. Abbildung 5.19 zeigt die resultierenden Zeitverläufe der aufsummierten Zwischenkreisspannungen in den drei Phasen:

$$U_{\mathrm{dc,af},x} = \sum_{m=1}^{7} u_{\mathrm{c}x,m} \tag{5.8}$$

Im Anschluss an das passive Vorladen der Zellen, das zum Zeitpunkt $t = 25\,\mathrm{ms}$ beginnt, erfolgt ab $t = 50\,\mathrm{ms}$ eine aktive Vorladung durch die Pulsfreigabe des aktiven Filters und die Reduktion der an der Spannungsbildung beteiligten Zellenanzahl, wodurch eine sichtbar höhere Anstiegsgeschwindigkeit der Zwischenkreisspannungen erreicht wird. Nach Überbrückung der Vorladewiderstände

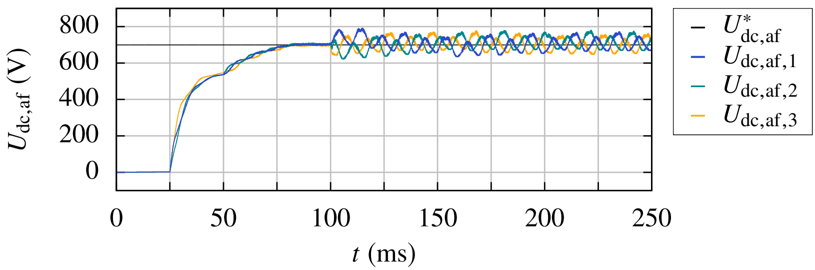
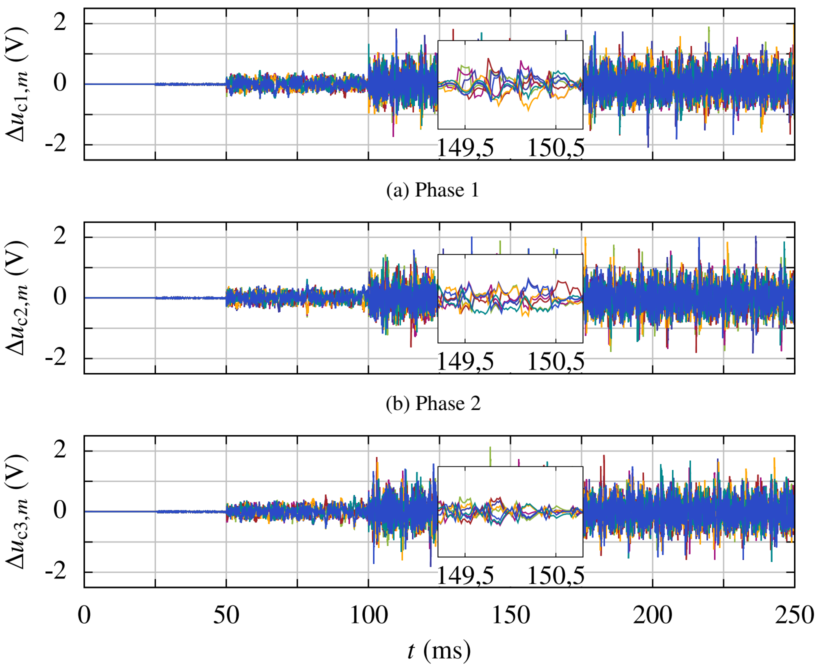


Abbildung 5.19: Zeitverläufe der Soll- und Istwerte der Zwischenkreisspannungen des aktiven Filters beim Arbeitspunktwechsel zwischen Leerlauf und Nennbetrieb.



(c) Phase 3

Abbildung 5.20: Spannungsabweichung der aktiven Filterzellen von der mittleren Zwischenkreisspannung der jeweiligen Phase.

und Netzanbindung bei $t = 100$ ms treten deutliche Spannungsoberschwingungen mit der doppelten Grundschwingungsfrequenz von 100 Hz auf, die aus den in Kapitel 3 abgeleiteten Leistungskomponenten der zur Energieregelung erforderlichen Grundschwingungsströme und dem Grundschwingungsanteil der Ausgangsspannung des aktiven Filters resultieren. Diese Spannungsoberschwingungen sind darüber hinaus auch für andere Stromrichtertopologien wie den MMC [B10, 109] und den M3C [B12] charakteristisch und werden dadurch verursacht, dass die Phasenströme bei diesen Stromrichtern unmittelbar durch die kapazitiven Energiespeicher fließen und sich deren harmonische Anteile, im Gegensatz zu Topologien mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis, nicht zuvor kompensieren. Abbildung 5.19 kann entnommen werden, dass die Gesamtenergieregelung die Einstellung einer konstanten Summe aller Zwischenkreisspannungen und die

Regelung zur Energiesymmetrierung darüber hinaus eine gleichmäßige Energieverteilung auf die Phasen des aktiven Filters ermöglicht, sodass die mittleren Summen der Zwischenkreisspannungen einer Phase in sehr guter Näherung dem Sollwert von 700 V entsprechen. Durch die überlagerten Wechselanteile entstehen im Netzbetrieb maximale Abweichungen von 11,4 %, die jedoch zu keiner Beeinträchtigung des Stromrichterverhaltens führen.
Zur Symmetrierung der Energieverteilung innerhalb der Phasen des CHB-VS-AFs wird eine vollständige Sortierung verwendet, bei der die Stromrichterzellen entsprechend ihrer Zwischenkreisspannungen sortiert und in Abhängigkeit des Leistungsvorzeichens der jeweiligen Phase für die Spannungsbildung in der nächsten Abtastperiode berücksichtigt oder ausgeschlossen werden. Die sich daraus ergebenden Spannungsabweichungen der Zellen von der mittleren Zwischenkreisspannung einer Phase sind in Abbildung 5.20 dargestellt, wobei nur sehr geringfügige Unterschiede zwischen den Zwischenkreisspannungen einer Phase auftreten.

5.2 Vergleich zu aktiven Netzstromrichtern mit LCL-Filter

Die Simulationsergebnisse in Abschnitt 5.1 zeigen vielversprechende Regelungseigenschaften, die einen stabilen Betrieb mit hohen Änderungsraten des Netzstroms bei gleichzeitiger Begrenzung des aktiven Filterstroms ermöglichen. Um das Potential zur Reduktion passiver Filterkomponenten zu untersuchen, die gemäß Abschnitt 1.1 ein weiteres Ziel dieser Arbeit darstellt, erfolgt in diesem Abschnitt ein Vergleich der vorgeschlagenen Stromrichterkonfiguration zu konventionellen Netzstromrichtern mit LCL-Filter, deren Aufbau dem Blockschaltbild in

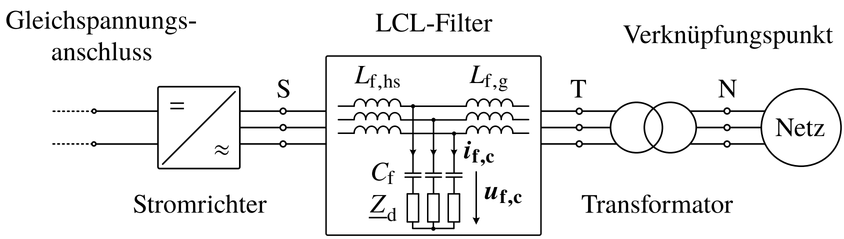


Abbildung 5.21: Blockschaltbild eines aktiven Netzstromrichters mit Gleichspannungszwischenkreis, LCL-Filter mit Dämpfungskreis und Transformator.

Abbildung 5.21 entnommen werden kann. Dieser wird in Abschnitt 5.2.1 zunächst für einen Zweipunkt-Hauptstromrichter mit Zweipunkt-Hilfsstromrichter als aktives Filter zur Anwendung im 690 V Niederspannungsnetz unter Berücksichtigung unterschiedlicher Netznormen durchgeführt. In Abschnitt 5.2.2 werden die resultierenden Eigenschaften eines für den Einsatz im 3,3 kV Mittelspannungsnetz ausgelegten Dreipunkt-Hauptstromrichters mit integriertem Mehrpunkt-Hilfsstromrichter als aktives Filter mit einem LCL-Filter basierten Dreipunkt-Stromrichter gleicher Leistungsmerkmale verglichen.

5.2.1 Niederspannungsebene

Der Vergleich zu konventionellen Niederspannungsstromrichtern basiert auf [E3] und erfolgt für den zur simulativen Verifikation in Abschnitt 5.1 verwendeten 2L-VSC mit Si-IGBTs, für den der Einsatz eines 2L-VS-AFs mit SiC-MOSFETs und eines LCL-Filters untersucht wird. Zusätzlich zu IEEE 519-2014 werden die Netznormen IEEE 1547-2008 [A5] und VDE-AR-N 4105 (2018) [A6] berücksichtigt, da diese bereits heute Grenzwerte für harmonische Oberschwingungen mit Frequenzen über 2,5 kHz enthalten.
Die auf Grundlage der in Tabelle 5.1 angegebenen Parameter des Hauptstromrichters entworfenen Ausgangsfilter I-XVI sind in Tabelle 5.4 dargestellt. Aufgrund der zahlreichen Freiheitsgrade beim Entwurf von LCL-Filtern werden deren Parameter in praktischen Realisierungen typischerweise anwendungsabhängig ausgewählt. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit eine Auslegung nach [12] durchgeführt, bei der weit verbreitete Entwurfsziele wie die Reduktion des Leistungsfaktors um maximal 5 % ($C_\mathrm{f}' \leq 5\,\%$) und eine Begrenzung des bezogenen Längsspannungsabfalls über den stromrichter- und netzseitigen Induktivitäten auf unter 10 % ($L_\mathrm{f}' = L_\mathrm{f,hs}' + L_\mathrm{f,g}' \leq 10\,\%$) berücksichtigt werden (vgl. Abschnitt 2.1.2). Darüber hinaus sind in Tabelle 5.4 auf der Basis von [11] ausgelegte LCL-Filter enthalten, die die in den passiven Filterkomponenten gespeicherte Energie minimieren und als weitere Referenz für die Potentialanalyse des spannungseinprägenden aktiven Filters herangezogen werden. Zur Dämpfung der Resonanzstelle der LCL-Filter werden Dämpfungswiderstände R_d verwendet, die gemäß Abbildung 5.26 in Reihe zu den Filterkapazitäten geschaltet und nach [12, 13] ausgelegt werden. Die zur simulativen Bestimmung der Wirkungsgrade berücksichtigten Gesamtverluste setzen sich bei den Konfigurationen mit aktivem Filter aus den anhand der Datenblattangaben ermittelten Durchlass- und Schaltverlusten der Leistungshalbleiter von Haupt- und Hilfsstromrichter und bei den Konfigurationen mit LCL-Filter aus den Durchlass- und Schaltverlusten

Tabelle 5.4: Vergleich der Filterauslegungen für einen Zweipunkt-Hauptstromrichter gemäß Tabelle 5.1 nach [E3]

Nr.	Netznorm	Konfiguration	Auslegungsgrundlage	$L'_{\mathrm{f,hs}}$ (%)	$L'_{\mathrm{f,g}}$ (%)	L'_{f} (%)	$C'_{\mathrm{f/af}}$ (%)	$f_{\mathrm{res/sw,af}}$ (kHz)	R'_{d} (%)	η_{ges} (%)
I	IEEE 519	L	/	/	/	13,9	/	/	/	98,63
II	IEEE 519	LCL	[12]	5,3	2,2	7,5	5	1,79	18,9	98,11
III	IEEE 519	LCL	[11]	3,8	3,8	7,6	4,1	1,8	22,7	98,1
IV	IEEE 519	L-AF-L	/	5,3	2	7,3	6	30	/	98,51
V	IEEE 1547	LCL	[12] ($L'_{\mathrm{f}} \leq 10\,\%$)	5,9	4	9,9	35	0,55	8,7	97,36
VI	IEEE 1547	LCL	[12] ($L'_{\mathrm{f}} \leq 15\,\%$)	8,9	5,9	14,8	14	0,71	16,8	97,97
VII	IEEE 1547	LCL	[12] ($C'_{\mathrm{f}} \leq 5\,\%$)	11,8	11	22,8	5	0,94	35,6	97,85
VIII	IEEE 1547	LCL	[11]	10,2	7,1	17,3	9,3	0,8	23,1	97,99
IX	IEEE 1547	L-AF-L	/	5,3	9,2	14,5	6	50	/	98,43
X	IEEE 1547	L-AF-LCL	LCL-filter: [12]	5,3	1,3+0,9	7,5	0,5/6	8,1/30	34,8	98,52
XI	VDE-AR-N 4105	LCL	[12] ($L'_{\mathrm{f}} \leq 15\,\%$)	7,1	7,8	14,9	25	0,52	12,9	97,52
XII	VDE-AR-N 4105	LCL	[12] ($C'_{\mathrm{f}} \leq 5\,\%$)	17,6	11,7	29,3	5	0,84	39,6	97,74
XIII	VDE-AR-N 4105	LCL	[11]	10,9	10,9	21,8	9,4	0,7	25,2	97,92
XIV	VDE-AR-N 4105	L-AF-L	/	5,3	2	7,3	6	30	/	98,51
XV	VDE-AR-N 4105	L-AF-LCL	LCL-Filter: [12]	5,3	1,3+0,9	7,5	0,5/6	8,1/30	34,8	98,52
XVI	VDE-AR-N 4105	L-AF-LCL	LCL-Filter: [12]	5,3	1,8+2,2	9,3	7/6	1,9/30	12,7	98,39

des Hauptstromrichters sowie den Dämpfungsverlusten zusammen. Die Stromwärme- und Ummagnetisierungsverluste der Filterdrosseln sowie die ohmschen und dielektrischen Verluste der Filterkondensatoren werden vernachlässigt. Die zur Verlustberechnung verwendeten Strom- und Spannungszeitverläufe werden dabei durch PWM-basierte Simulationsmodelle der Stromrichtersysteme bestimmt. Die vorgeschlagene Stromrichterkonfiguration gemäß Abbildung 5.2 wird in Tabelle 5.1 als L-AF-L bezeichnet, wobei im Fall von L-AF-LCL ein LCL-Filter die netzseitige Filterinduktivität ersetzt.
Die Simulationsergebnisse in Abbildung 5.5 zeigen, dass die Stromrichterkonfiguration mit aktivem Filter IV eine Einhaltung der harmonischen Grenzwerte von IEEE 519-2014 mit geringem passiven Filteraufwand ermöglicht, obwohl im ersten Trägerband des aktiven Filters erhebliche Oberschwingungen auftreten. Dadurch wird deutlich, dass diese Filterauslegung von den auf einen Teilbereich des Frequenzspektrums beschränkten Grenzwerten dieser Netznorm profitiert, die lediglich Oberschwingungsströme bis 2,5 kHz ($\nu \leq 50$) [9, A7] betreffen und deren Einhaltung einen TDD kleiner gleich 5 % erfordert. In gleicher Weise profitieren die LCL-Filter II nach [12] und III nach [11] von der fehlenden Oberschwingungsbegrenzung in den Trägerbändern des Hauptstromrichters, wodurch diese eine Einhaltung von IEEE 519-2014 mit einem zu Filterauslegung IV vergleichbaren passiven Komponentenaufwand ermöglichen. Dennoch verursacht die Verwendung von LCL-Filter II gemäß Abbildung 5.5 substantielle Netzstromverzerrungen im ersten Trägerband des Hauptstromrichters, die bei Nennbetrieb zu einem THD von 4,3 % führen. Gegenüber der vorgeschlagenen L-AF-L Filterkonfiguration stellen die Resonanzstelle der Übertragungsfunktion, die eine verlustbehaftete Dämpfung erfordert, und die durch die parallelen Filterkapazitäten ausgetauschte Grundschwingungsblindleistung weitere wichtige Nachteile von LCL-Filtern dar. Letztere verursacht u. a. eine Reduktion des netzseitigen Leistungsfaktors um den Wert der bezogenen Filterkapazität von $C_\mathrm{f}' \approx 5\,\%$, da die Filterkapazitäten prinzipbedingt einen signifikanten Grundschwingungsblindstrom führen. Demgegenüber entspricht der Laststrom des aktiven Filters in sehr guter Näherung den Stromverzerrungen des Hauptstromrichters, sodass mit der aktiven Filterkonfiguration IV ein netzseitiger Leistungsfaktor von fast eins erreicht wird. Da die Halbleiterverluste des aktiven Filters (ca. 1,2 kW) darüber hinaus deutlich geringer sind als die Dämpfungsverluste der LCL-Filterkonfigurationen (ca. 5,2 kW), ergibt sich für Filterkonfiguration IV ein um 0,4 % erhöhter Gesamtwirkungsgrad η_ges. Ein geringfügig höherer Wirkungsgrad kann nur durch die Verwendung des L-Filters I erreicht werden, der zur Einhaltung von IEEE 519-2014 jedoch eine hohe Gesamtinduktivität von 13,9 % erfordert.

Die vorangegangenen Auslegungsbeispiele I-IV zeigen, dass die Einhaltung von Netznormen, die nur für einen Teilbereich des Frequenzspektrums harmonische Grenzwerte enthalten, nicht zwangsläufig eine signifikante Reduktion der Oberschwingungen in den Trägerbändern von aktiven Netzstromrichtern erfordert. Aus diesem Grund werden im Folgenden die für IEEE 1547-2008 ausgelegten Filterkonfigurationen V-X diskutiert, da diese Netznorm im Vergleich zu IEEE 519-2014 auch für Frequenzen über 2,5 kHz harmonische Grenzwerte vorgibt. Die resultierenden Netzstromspektren in Abbildung 5.22 zeigen, dass dadurch eine Oberschwingungsreduktion in den Bereichen der Schaltfrequenzen $f_{sw,hs}$ und $f_{sw,af}$ erforderlich wird. Anhand von LCL-Filter V wird deutlich, dass die typischerweise angestrebte Begrenzung der Gesamtinduktivität auf unter 10 % nur durch eine sehr hohe Filterkapazität von 35 % erreicht werden kann, was eine substantielle Reduktion des Leistungsfaktors und des Wirkungsgrads verursacht. Andererseits führt eine Begrenzung der bezogenen Kapazität auf unter 5 % zu einer nicht zweckmäßigen Gesamtinduktivität von über 20 % (VII), weshalb das LCL-Filter VI einen geeigneten Kompromiss zwischen diesen Zielgrößen darstellt und einen höheren Wirkungsgrad erreicht. Dies wird auch durch die Tatsache bestätigt, dass eine Minimierung der im LCL-Filter gespeicherten Gesamtenergie durch eine Auslegung nach [11] zu mit LCL-Filter VI vergleichbaren Filterkomponenten des LCL-Filters VIII führt. Mit der aktiven Filterkonfiguration IX kann eine Einhaltung von IEEE 1547-2008 durch eine Erhöhung der Schaltfrequenz des aktiven Filters auf 50 kHz und die Verwendung einer Gesamtinduktivität von 14,5 % erreicht werden. Obwohl diese Filterstruktur einen netzseitigen Leistungsfaktor von ungefähr eins und einen im Vergleich zu den LCL-Filtern um ca. 0,5 Prozentpunkte erhöhten Wirkungsgrad sowie eine geringere Gesamtinduktivität ermöglicht, kann der Ersatz der netzseitigen Filterinduktivität durch ein LCL-Filter einen geeigneten Ansatz zur weiteren Verbesserung der Filtereigenschaften darstellen. Bei der daraus resultierenden L-AF-LCL Filterauslegung X kann aufgrund der Schaltfrequenz des aktiven Filters von 30 kHz eine hohe Resonanzfrequenz des LCL-Filters von 8,1 kHz verwendet und dadurch ein geringer passiver Komponentenaufwand erreicht werden. Dies führt dazu, dass diese Filterstruktur einen Leistungsfaktor von über 0,99, eine Gesamtinduktivität von unter 8 % und einen im Vergleich zu den LCL-Filtern V-VIII um über 0,5 Prozentpunkte erhöhten Wirkungsgrad aufweist. Die Netznorm VDE-AR-N 4105 aus dem Jahr 2018 beinhaltet Grenzwerte für Strom- und Spannungsoberschwingungen mit Frequenzen bis 9 kHz. Dabei bestimmen sich die Stromgrenzwerte entsprechend ihrem Beitrag zur Spannungsverzerrung, der sich in Abhängigkeit der Netzimpedanz bestimmen lässt [110]. Die folgenden Untersuchungen beschränken sich auf die für ein Kurzschlussver-

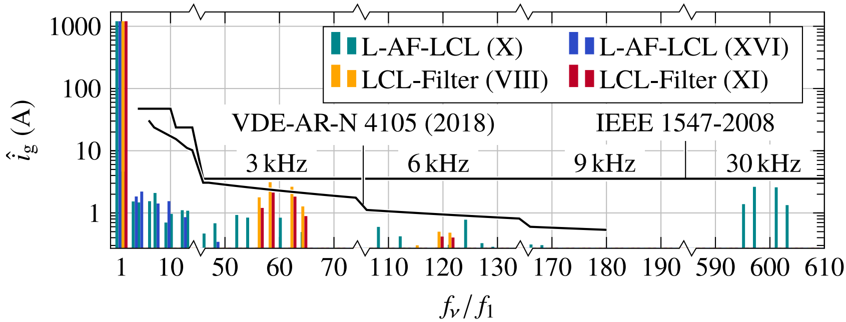


Abbildung 5.22: Harmonische Netzstromspektren bei einer Ausgangsleistung von 1 MW mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$.

hältnis (SCR[6]) von 20 resultierenden Grenzwerte der Stromoberschwingungen. Da diese gemäß Abbildung 5.22 niedriger sind als die der Netznorm IEEE 1547-2008, nehmen die mit der Verwendung von LCL-Filtern verbundenen Nachteile zu: Während eine Gesamtinduktivität unter 10 % nicht mehr praktikabel ist, führt bereits die Auslegung XI mit einer Gesamtinduktivität von 14,9 % zu einer bezogenen Kapazität von 25 % und damit zu einer erheblichen Reduktion von Leistungsfaktor und Wirkungsgrad. Diese lassen sich nur durch eine signifikante Erhöhung der Gesamtinduktivität auf über 20 % steigern, was erhebliche Längsspannungsabfälle über den LCL-Filtern XII und XIII verursacht. Da die Schaltfrequenz des aktiven Filters oberhalb von 9 kHz liegt, ermöglichen die mit IV und X übereinstimmenden Filterstrukturen XIV und XV eine Einhaltung von VDE-AR-N 4105 (2018) mit substantiell reduzierten passiven Komponenten und Verlusten. Falls erforderlich ist ferner eine Eliminierung der verbleibenden Stromoberschwingungen im ersten Trägerband des aktiven Filters durch die Filterstruktur XVI möglich. Trotz der damit verbundenen Zunahme des passiven Komponentenaufwands wird dadurch ein Leistungsfaktor über 0,9, eine Gesamtinduktivität unter 10 % und ein im Vergleich zu den LCL-Filtern XI-XIII um 0,5 Prozentpunkte erhöhter Wirkungsgrad erreicht.
Es zeigt sich, dass die vorgeschlagene Stromrichterkonfiguration (Abbildung 5.1), bei der das Nennstromverhältnis der in aktivem Filter und Hauptstromrichter eingesetzten Leistungshalbleiter nur 15 % beträgt, eine vielversprechende Alternative zur Erhöhung des Leistungsfaktors und Wirkungsgrads von aktiven Netzstrom-

[6] engl. SCR = Short Circuit Ratio

richtern im Megawattbereich darstellt. Darüber hinaus kann, insbesondere wenn die einzuhaltende Netznorm harmonische Grenzwerte im Schaltfrequenzbereich vorgibt, eine signifikante Reduktion des passiven Filteraufwands im Vergleich zu konventionellen Stromrichtersystemen mit LCL-Filter (Abbildung 5.21) erreicht werden. Die daraus resultierende Verringerung des Längsspannungsabfalls über dem Ausgangsfilter führt zu einer erhöhten Spannungsreserve des Hauptstromrichters, die eine Erhöhung der Ausgangsleistung durch eine Anpassung des Übersetzungsverhältnisses des netzseitigen Transformators, eine Reduktion der Zwischenkreisspannung oder höhere Änderungsraten des Netzstroms ermöglicht.

5.2.2 Untere Mittelspannungsebene

In diesem Abschnitt werden die Eigenschaften eines für den Einsatz im 3,3 kV Mittelspannungsnetz ausgelegten aktiven Netzstromrichters mit integriertem aktiven Filter untersucht und die resultierenden Leistungsmerkmale mit einem LCL-Filter basierten Stromrichtersystem verglichen. Die aus [E2] entnommene Auslegung berücksichtigt einen Leistungsfaktorbereich von $\cos(\varphi_{g,i}) \geq 0{,}9$ für kapazitive als auch induktive Betriebspunkte und, in Anlehnung an die Netznorm DIN EN 50160 [A8], eine Begrenzung der Netzspannungsänderungen auf ±10 % der Nennspannung. Als Hauptstromrichter wird gemäß Abbildung 5.23 ein auf Si-IGBTs basierender 3L-NPC-VSC verwendet, der die im unteren Mittelspannungsbereich am häufigsten eingesetzte Stromrich-

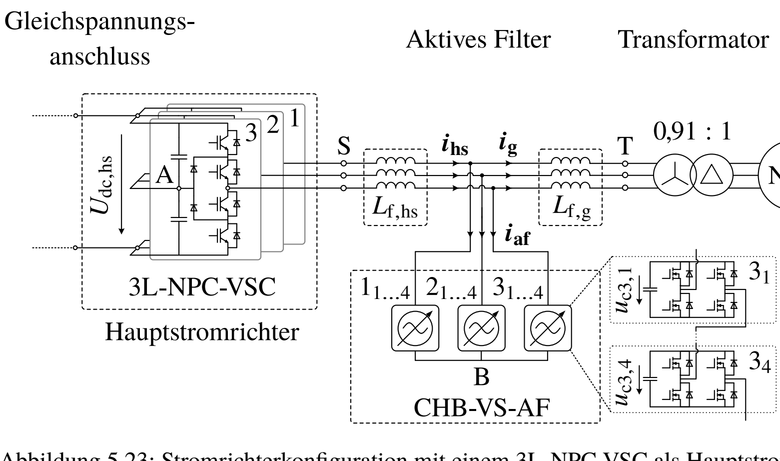
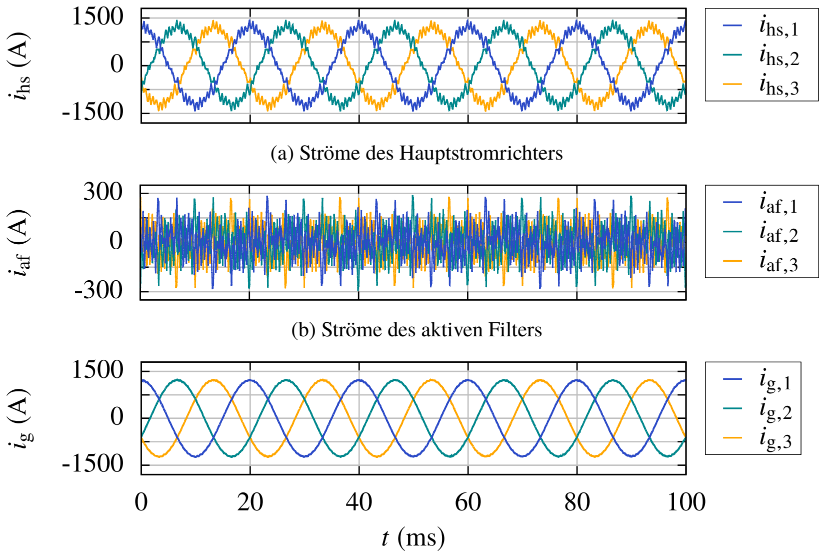


Abbildung 5.23: Stromrichterkonfiguration mit einem 3L-NPC-VSC als Hauptstromrichter, einem CHB-VS-AF als aktives Filter und netzseitigem Transformator.

tertopologie ist. Das Halbleitermodul *FZ1200R45HL3* von Infineon [A9] mit einer maximalen Kollektor-Emitter-Sperrspannung von $U_{CES} = 4{,}5\,kV$ und einem maximalen Kollektor-Dauergleichstrom von $I_{C,nom} = 1200\,A$ ermöglicht dabei eine Nennleistung von $S_r = 5\,MVA$. Der Hauptstromrichter wird mit einer Raumzeigermodulation nach [111] und einer Trägerfrequenz von $f_{sw,hs} = 750\,Hz$ betrieben, die aus den in dieser Leistungs- und Spannungsklasse sehr hohen Schaltverlusten resultiert. Bei der Auslegung des als CHB-VS-AF ausgeführten Mehrpunkt-Hilfsstromrichters, die zur Reduktion der Kosten auf weit verbreiteten Leistungshalbleiterbauelementen mit maximalen Kollektor-Emitter-Sperrspannungen von $U_{CES} = 1{,}2\,kV$ basiert, zeigt die Untersuchung von kommerziell verfügbaren Halbbrückenmodulen mit Si-IGBTs und SiC-MOSFETs

Tabelle 5.5: Simulationsparameter für einen 3L-NPC-VSC mit integriertem CHB-VS-AF nach [E2]

	Parameter	Symbol	Einheit	
Bezugs-größen	Nennleistung	S_r	5	MVA
	Nennspannung	U_r	3,3	kV
	Nennstrom	I_r	875	A
Hauptstrom-richter	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,hs}$	5,3	kV
	Trägerfrequenz	$f_{sw,hs}$	750	Hz
Aktives Filter	Vollbrückenanzahl je Phase	n	4	
	Zellspannung	u_c	700	V
	Trägerfrequenz	$f_{sw,af}$	8,05	kHz
	Zellkapazität	C_{af}	0,7	mF
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{f,hs}$	750	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,hs}$	11	%
Netzseitiger Filter	Induktivität	$L_{f,g}$	420	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,g}$	6	%
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$ü_t$	0,91	
	Kurzschlussspannung (p.u.)	u_k	6	%
Netz	Nennspannung	U_g	3,3	kV
	Frequenz	f_g	50	Hz



(a) Ströme des Hauptstromrichters

(b) Ströme des aktiven Filters

(c) Netzströme

Abbildung 5.24: 3L-NPC-VSC mit CHB-VS-AF: Stromzeitverläufe bei Nennbetrieb [E2].

in [E2], dass bereits mit Si-IGBTs die Entwurfsziele eines begrenzten zusätzlichen Halbleiteraufwands und einer möglichst hohen Ausgangsleistung erreicht und dadurch der mit höheren Kosten verbundene Einsatz von SiC-MOSFETs vermieden werden können. Um einen Betrieb innerhalb der SOA-Grenzen in allen Arbeitspunkten sicherzustellen, die dem periodischen Kollektor-Spitzenstrom $I_{\mathrm{CRM}} = 300\,\mathrm{A}$ der gewählten Si-IGBTs *FF150R12RT4* von Infineon [A10] entsprechen, wird eine stromrichterseitige Filterinduktivität von $L'_{\mathrm{f,hs}} = 11\,\%$ verwendet. Für die gewählte Zellenanzahl pro Phase von $n = 4$ ergeben sich die Zwischenkreisspannungen in den Zellen des CHB-VS-AFs zu $u_{\mathrm{c}} = 700\,\mathrm{V}$, während die Zellkapazitäten zur Begrenzung der Zellspannungsabweichungen auf unter 10 % auf $C_{\mathrm{af}} = 0{,}7\,\mathrm{mF}$ festgelegt werden. Für die mit 6 % angenommene bezogene Kurzschlussspannung des zum Anschluss an den Netzverknüpfungspunkt verwendeten Mittelspannungstransformators, dessen Übersetzungsverhältnis in [E2] auf $\ddot{u}_{\mathrm{t}} = 0{,}91$ festgelegt wird, können die in IEEE 519-2014 enthaltenen harmonischen Grenzwerte mit einer Trägerfrequenz des CHB-VS-AFs von $f_{\mathrm{sw,af}} = 8{,}05\,\mathrm{kHz}$ ohne zusätzliche netzseitige Filterinduktivität erreicht werden. Die Parameter der Stromrichterkonfiguration sind in Tabelle 5.5 zusammengefasst und die bei Nennbetrieb resultierenden Stromzeitverläufe von Hauptstromrichter,

aktivem Filter und Netz in Abbildung 5.24 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass die geringe Schaltfrequenz des Dreipunkt-Hauptstromrichters zu erheblichen Stromverzerrungen von $\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}$ führt, der einen THD von 9,8 % aufweist. In gleicher Weise wie in Abschnitt 5.1 für die Niederspannungsebene gezeigt, ermöglicht die geringe Spannungsverzerrung des CHB-VS-AFs eine inhärente Kompensation dieser Stromverzerrungen und einen sinusförmigen Netzstrom mit einem THD von nur 0,9 %.
Zur Einordnung dieser Ergebnisse erfolgt für den Dreipunkt-Hauptstromrichter aus Tabelle 5.5 in [E2] die Auslegung eines LCL-Filters nach [15], dessen resultierende Parameter in Tabelle 5.6 dargestellt sind. Dieser ermöglicht gemäß Abbildung 5.25, in der die auf dem VVHS[7] basierenden Netzstromspektren dargestellt sind, eine Einhaltung der harmonischen Grenzwerte von IEEE 519-2014. Die im Netzstrom verbleibenden Oberschwingungen sind gegenüber der Stromrichterkonfiguration mit aktivem Filter dennoch deutlich erhöht und verursachen einen THD von 3 %. Beim Vergleich der Stromrichterkonfigurationen ist zunächst die nachteilige Erhöhung der insgesamt installierten Schalterleistung [E2, B22] um 11 % hervorzuheben, die aus dem Ersatz der Filterkondensatoren des LCL-Filters durch einen Hilfsstromrichter resultiert. Dadurch wird jedoch die Schwingungsanfälligkeit des LCL-Filters beseitigt und eine Verringerung der Gesamtinduktivität des Filters und der darin gespeicherten Energie um über 60 % erreicht, was sich erheblich auf die Kosten der Filterdrosseln auswirken kann. Um eine mit dem Einsatz eines aktiven Filters vergleichbare Regelreserve des Hauptstromrichters von 3 % zu erreichen, ergibt sich aufgrund des höheren Längsspannungsabfalls infolge der erhöhten Gesamtinduktivität für das LCL-Filter basierte Stromrichtersystem ein maximales Übersetzungsverhältnis des netzseitigen Transformators von $ü_{\mathrm{t}} = 0{,}8$. Da im Hilfsstromrichter Gleichspannungskondensatoren und im LCL-Filter Wechselspannungskondensatoren eingesetzt werden, wird an dieser Stelle auf einen Vergleich der maximalen kapazitiv gespeicherten Energien verzichtet. Wie später in diesem Abschnitt gezeigt wird ist jedoch zu beachten, dass die Kondensatoren des LCL-Filters einen Grundschwingungsblindstrom von mehreren hundert Ampere führen und daher einen höheren Nennstrom erfordern als die Zwischenkreiskondensatoren des aktiven Filters. Dessen Laststrom entspricht in sehr guter Näherung dem Stromrippel des Hauptstromrichters, während der zur Verlustdeckung erforderliche Grundschwingungswirkstrom von unter 3 A vernachlässigbar ist.

[7] engl. VVHS = Virtual Voltage Harmonic Spectrum

Tabelle 5.6: Parameter eines LCL-Filters für den 3L-NPC-VSC aus Tabelle 5.5

	Parameter	Symbol	Wert	
Übertragungs-funktion	Resonanzkreisfrequenz	ω_{p}	1571	$\frac{\mathrm{rad}}{\mathrm{s}}$
	Resonanzkreisfrequenz (p.u.)	ω'_{p}	5	
	Dämpfungsfaktor	ζ_{p}	0,33	
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{\mathrm{f,hs}}$	1,25	mH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{\mathrm{f,hs}}$	18	%
Netzseitiger Filter	Induktivität	$L_{\mathrm{f,g}}$	1,8	mH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{\mathrm{f,g}}$	26	%
Filter-kondensatoren	Kapazität	C_{f}	0,55	mF
	Kapazität (p.u.)	C'_{f}	38	%
Resistive Dämpfung (LCL-R)	Widerstand	R_{d}	0,76	Ω
	Widerstand (p.u.)	R'_{d}	35	%
Tiefpass-Dämpfung (LCL-RL)	Widerstand	R_{d}	0,76	Ω
	Widerstand (p.u.)	R'_{d}	35	%
	Induktivität	L_{d}	1,76	mH
	Induktivität (p.u.)	L'_{d}	25	%
Resonante Dämpfung (LCL-RLC)	Widerstand	R_{d}	0,76	Ω
	Widerstand (p.u.)	R'_{d}	35	%
	Induktivität	L_{d}	0,68	mH
	Induktivität (p.u.)	L'_{d}	10	%
	Kapazität	C_{d}	0,6	mF
	Kapazität (p.u.)	C'_{d}	41	%
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$\ddot{u}_{\mathrm{t}}$	0,8	
	Kurzschlussspannung (p.u.)	u_{k}	6	%

Die Bestimmung von Wirkungsgrad und maximaler Ausgangsleistung der Stromrichtersysteme erfolgt entsprechend der im Datenblatt der eingesetzten Leistungshalbleiter angegebenen Verlustkennlinien und Übergangswiderstände des thermischen Ersatzschaltbilds [A11], wobei für alle Halbleitermodule eine maxi-

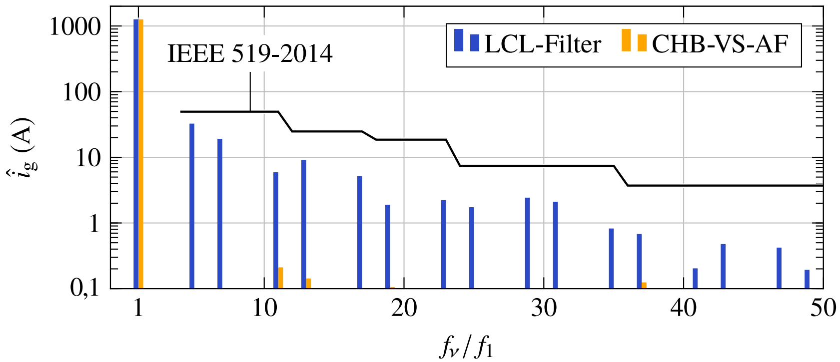


Abbildung 5.25: Harmonische Netzstromspektren der untersuchten Stromrichterkonfigurationen auf Basis des VVHS [E2].

male Sperrschichttemperatur von $\vartheta_j = 125\,°C$ definiert wird. In gleicher Weise wie in Abschnitt 5.1 werden für die Verlustberechnung bei der Konfiguration mit aktivem Filter die Halbleiterverluste von Haupt- und Hilfsstromrichter und bei der Konfiguration mit LCL-Filter die Halbleiterverluste des Hauptstromrichters und die Dämpfungsverluste berücksichtigt, wobei in beiden Fällen eine zusätzliche Bestimmung der Stromwärmeverluste der Filterinduktivitäten durch die Annahme von Reihenersatzwiderständen von 0,5 ‰ erfolgt. Hinsichtlich der Dämpfungsverluste wird dabei der Einsatz einer resistiven Dämpfung gemäß Abbildung 5.26(a) (LCL-R), einer Tiefpass-Dämpfung gemäß Abbildung 5.26(b) (LCL-RL) und einer resonanten (LCL-RLC) Dämpfung gemäß Abbildung 5.26(c) untersucht. Die geringsten Wirkungsgrade der Stromrichtersysteme bei Betrieb mit maximalem Ausgangsstrom treten dabei im o.g. Betriebsbereich an der unteren Grenze des zulässigen Netzspannungsbands bei einem Leistungsfaktor von $0{,}9_{\text{ind}}$ auf. Diese ergeben sich dabei für resistive Dämpfung mit Dämpfungsverlusten von

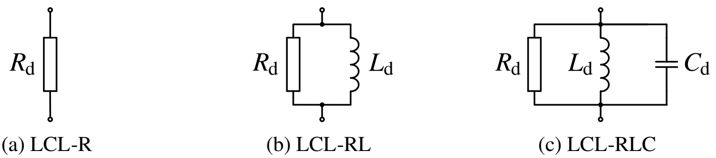


Abbildung 5.26: Resistive Dämpfung (a), Tiefpass-Dämpfung (b) und resonante Dämpfung (c) von LCL-Filtern.

98 kW zu $\eta_{\mathrm{LCL-R}} = 93{,}3\,\%$, für Tiefpass-Dämpfung mit Dämpfungsverlusten von 44 kW zu $\eta_{\mathrm{LCL-RL}} = 95{,}7\,\%$ und für eine resonante Dämpfung mit Dämpfungsverlusten von 17 kW zu $\eta_{\mathrm{LCL-RLC}} = 96{,}9\,\%$, während das Stromrichtersystem mit aktivem Filter in diesem Arbeitspunkt mit Hilfsstromrichterverlusten von 10,8 kW einen Wirkungsgrad von $\eta_{\mathrm{af}} = 97{,}6\,\%$ erreicht. Es wird deutlich, dass die Dämpfungsverluste bei Verwendung eines LCL-Filters erwartungsgemäß durch zusätzliche Bauelemente im Dämpfungskreis substantiell reduziert werden können, da so die niederfrequenten (LCL-RL) bzw. die nieder- und hochfrequenten Anteile (LCL-RLC) des Stroms durch die Filterkondensatoren nicht mehr durch die Dämpfungswiderstände, sondern durch die Dämpfungsdrossel bzw. durch Dämpfungsdrossel und Dämpfungskapazität fließen. Dies ist jedoch mit einer weiteren Zunahme des passiven Komponentenaufwands des LCL-Filters verbunden, während der maximal erreichbare Wirkungsgrad dennoch mehr als einen halben Prozentpunkt unterhalb der Stromrichterkonfiguration mit aktivem Filter liegt. Darüber hinaus erreicht letztere infolge der reduzierten Filterinduktivitäten eine höhere Transformator-Primärspannung und eine um 17 % erhöhte maximale Ausgangsleistung im diesbezüglich ungünstigsten Arbeitspunkt an der unteren Grenze des Netzspannungsbands und einem Leistungsfaktor von $0{,}9_{\mathrm{kap}}$.
Wie bereits in Abschnitt 5.2.1 für den Niederspannungsbereich gezeigt, ergibt sich auch im unteren Mittelspannungsbereich ein vielversprechendes Potential von netzseitigen Stromrichtern mit spannungseinprägenden aktiven Filtern. Basierend auf [E8] werden im Folgenden die Ursachen der resultierenden Vorteile herausgearbeitet, die auf prinzipbedingten Unterschieden der Stromrichterkonfigurationen mit aktivem Filter und LCL-Filter beruhen. Dafür werden zunächst die komplexen Zeigerdiagramme der Grundschwingungsspannungen und -ströme[8] für die Stromrichterparameter in den Tabellen 5.5 und 5.6 abgeleitet. Die Untersuchung erfolgt für den Betrieb bei Netznennspannung und Nennstrom unter Berücksichtigung des gesamten Leistungsfaktorbereichs von $-1 \leq \cos(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \leq 1$ mit $\varphi_{\mathrm{g,i}} = \{\gamma \in \mathbb{R} \,|\, 0 \leq \gamma \leq 2\pi\}$ für induktive und kapazitive Belastungen.
Das komplexe Zeigerdiagramm der Stromrichterkonfiguration mit aktivem Filter ist in Abbildung 5.27 dargestellt, wobei für die in schwarz eingezeichneten Strom- und Spannungszeiger $\cos(\varphi_{\mathrm{g,i}}) = 1$ gilt. In Anlehnung an eine netzseitige Regelung mit DDSRF-PLL befindet sich der Netzspannungszeiger $\underline{u}_{\mathrm{g}}$ aufgrund der Orientierung des dq-Koordinatensystems an der Netzspannung für alle Lastbedingungen auf der positiven d-Achse. Die leistungsfaktorabhängigen Netzströme

[8]Zur Verbesserung der Lesbarkeit wird im Folgenden auf die Kennzeichnung von dq-Grundschwingungsgrößen durch das Superskript 1 und das Subskript dq verzichtet.

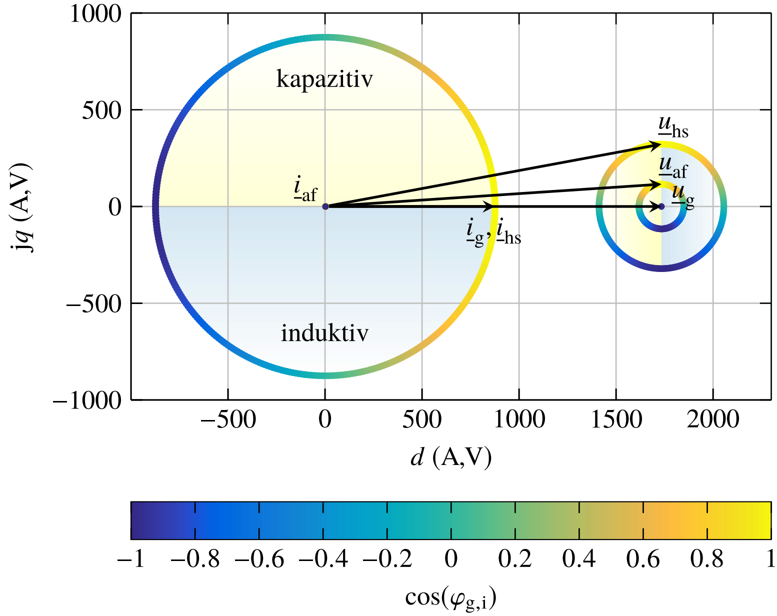


Abbildung 5.27: Komplexes Zeigerdiagramm der Stromrichterkonfiguration mit CHB-VS-AF: Grundschwingungsspannungen und -ströme von Hauptstromrichter, aktivem Filter und Netz [E8].

$\underline{i}_{\mathrm{g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}})$ bilden folglich einen Kreis um den Koordinatenursprung, wobei die induktiven und kapazitiven Ströme in der unteren (blaue Schattierung) bzw. oberen (gelbe Schattierung) Halbebene des Koordinatensystems liegen. Unter Vernachlässigung des Wicklungswiderstands der netzseitigen Filterdrossel weist der Spannungsabfall über dieser eine Phasenverschiebung von 90° zu $\underline{i}_{\mathrm{g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}})$ auf:

$$\underline{u}_{\mathrm{f,g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) = \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,g}}\, \underline{i}_{\mathrm{g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \tag{5.9}$$

Mit der netzseitigen Masche ergibt sich die aktive Filterspannung zu:

$$\underline{u}_{\mathrm{af}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) = \underline{u}_{\mathrm{g}} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,g}}\, \underline{i}_{\mathrm{g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \tag{5.10}$$

Da der zur Energieregelung erforderliche Grundschwingungsstrom des aktiven Filters im Vergleich zum Netzstrom vernachlässigbar ist, stimmen die Grundschwingungen von Hauptstromrichter- und Netzstrom in guter Näherung überein:

$$\underline{i}_{\mathrm{hs}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) = \underline{i}_{\mathrm{af}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) + \underline{i}_{\mathrm{g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \approx \underline{i}_{\mathrm{g}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \tag{5.11}$$

Gemäß der stromrichterseitigen Maschengleichung setzt sich die Hauptstromrichterspannung aus der aktiven Filterspannung und dem Spannungsabfall über der stromrichterseitigen Filterdrossel zusammen:

$$\underline{u}_{\mathrm{hs}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) = \underline{u}_{\mathrm{af}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} L_{\mathrm{f,hs}}\, \underline{i}_{\mathrm{hs}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \tag{5.12}$$

Da die Übertragungsfunktion des untersuchten LCL-Filters bei Grundschwingungsfrequenz in guter Näherung unabhängig vom verwendeten Dämpfungskreis ist [15, E8], erfolgt die Berechnung des komplexen Zeigerdiagramms des Stromrichters mit LCL-Filter für eine resistive Dämpfung (LCL-R). Die resultierenden komplexen Strom- und Spannungszeiger dieser Stromrichterkonfiguration sind in Abbildung 5.28 dargestellt. Aufgrund des kleineren Übersetzungsverhältnisses des Transformators ist die darin eingezeichnete Netzspannung $\underline{u}_{\mathrm{g}}$ gegenüber Abbildung 5.27 geringer. Nach Gleichung (5.10) ergibt die Summe von Netzspannung und Spannungsabfall über der netzseitigen Filterdrossel die Spannung $\underline{u}_{\mathrm{f,c}}(\varphi_{\mathrm{g,i}})$, die über der Reihenschaltung von Filterkondensatoren und Dämpfungswiderständen abfällt. Mit dieser kann der Grundschwingungsstrom durch die Filterkondensatoren bestimmt werden:

$$\underline{i}_{\mathrm{f,c}}(\varphi_{\mathrm{g,i}}) = \frac{\underline{u}_{\mathrm{f,c}}(\varphi_{\mathrm{g,i}})}{(\mathrm{j}\omega_{\mathrm{g}} C_{\mathrm{f}})^{-1} + R_{\mathrm{d}}} \tag{5.13}$$

In Abbildung 5.28 ist deutlich zu erkennen, dass die Filterkondensatoren und Dämpfungswiderstände im gesamten Betriebsbereich einen Grundschwingungsstrom von mehreren hundert Ampere führen, was zu einem erheblichen Bedarf an kapazitiver Grundschwingungsblindleistung und hohen zusätzlichen Verlusten führt. Dies veranschaulicht einen wichtigen Vorteil der vorgeschlagenen Stromrichterkonfiguration: Während im Zwischenkreis des aktiven Filters Gleichspannungskondensatoren eingesetzt werden und dieser nur einen geringfügigen Grundschwingungsstrom zur Energieregelung führt, weisen die Wechselspannungskondensatoren von LCL-Filtern einen erheblichen Bedarf an kapazitiver Grundschwingungsblindleistung auf, um eine sinusförmige Ausgangsspannung $\underline{u}_{\mathrm{f,c}}(\varphi_{\mathrm{g,i}})$ zu ermöglichen. Folglich treten gemäß Gleichung (5.11), in der $\underline{i}_{\mathrm{af}}$ durch $\underline{i}_{\mathrm{f,c}}$ zu ersetzen ist, signifikante Unterschiede zwischen Hauptstromrichter- und Netzstrom auf, wobei der Betrag des Hauptstromrichterstroms im Vergleich zu Abbildung 5.27 für kapazitive Arbeitspunkte erhöht und für induktive Arbeitspunkte verringert ist. Unter Berücksichtigung der stromrichterseitigen

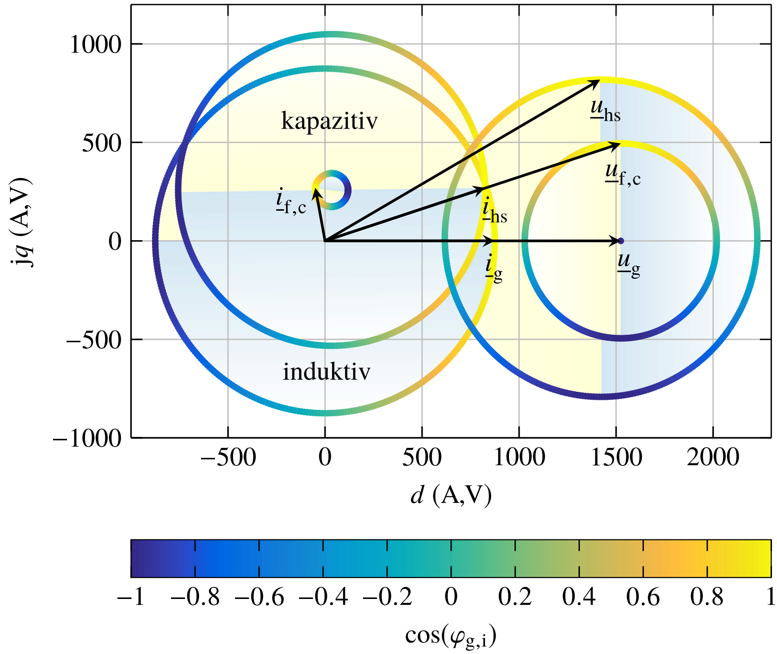


Abbildung 5.28: Komplexes Zeigerdiagramm der Stromrichterkonfiguration mit LCL-Filter: Grundschwingungsspannungen und -ströme von Hauptstromrichter, LCL-Filter und Netz [E8].

Maschengleichung (5.12) ergibt sich aus $\underline{u}_{f,c}(\varphi_{g,i})$ und dem Spannungsabfall über der stromrichterseitigen Filterdrossel die erforderliche Hauptstromrichterspannung $\underline{u}_{hs}(\varphi_{g,i})$. Deren Betrag und Phasenlage weisen gegenüber der Spannung des Hauptstromrichters mit aktivem Filter in Abbildung 5.27 deutlich höhere Abhängigkeiten vom Leistungsfaktor auf, wobei der Betrag infolge der deutlich größeren netz- und stromrichterseitigen Filterinduktivitäten insbesondere für induktive Arbeitspunkte und in den Leistungsfaktorbereichen um $\cos(\varphi_{g,i}) = 1$ und $\cos(\varphi_{g,i}) = -1$ signifikant höher ist.
Der Vergleich der komplexen Zeigerdiagramme ergibt für die untersuchten Filterkonfigurationen grundlegende Unterschiede der lastabhängigen Strom- und Spannungscharakteristiken des Hauptstromrichters. Im Folgenden werden die daraus resultierenden Einflüsse auf den Gesamtwirkungsgrad und die maximal erreichbaren Ausgangsleistungen unter Berücksichtigung der durch den

maximalen Modulationsgrad und die maximale Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter gegebenen Stromrichtergrenzen analysiert. In Abbildung 5.28 fällt auf, dass das komplexe Zeigerdiagramm der Stromrichterkonfiguration mit LCL-Filter einige hinsichtlich der erreichbaren Ausgangsleistung nachteilige Eigenschaften aufweist: Bei einer kapazitiven Belastung liegt die Strombelastung des Hauptstromrichters deutlich oberhalb des Netzstroms, was eine Begrenzung der Ausgangsleistung aufgrund der maximalen Sperrschichttemperatur der Leistungshalbleiter erfordern kann. Andererseits resultiert bei induktiven Lasten zwar eine reduzierte Strombelastung des Hauptstromrichters, jedoch kann die im linearen Aussteuerbereich maximal erreichbare Ausgangsspannung des Hauptstromrichters zu einer Leistungsbegrenzung in diesen Arbeitspunkten führen. Im Gegensatz dazu weist die erforderliche Spannung eines Hauptstromrichters mit aktivem Filter gemäß Abbildung 5.27 eine deutlich geringere Lastabhängigkeit auf. Dies kann auch anhand von Abbildung 5.29 nachvollzogen werden, die innerhalb des gesamten Leistungsfaktorbereichs große Veränderungen des Modu-

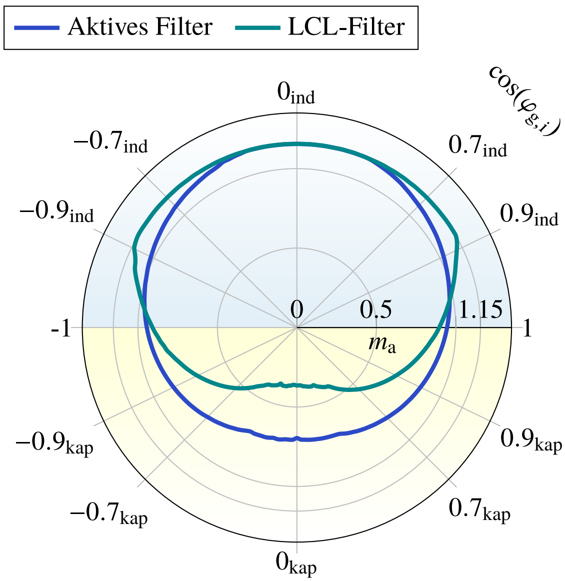


Abbildung 5.29: Modulationsgrad des Hauptstromrichters als Funktion des Leistungsfaktors bei Betrieb mit Netznennspannung und jeweils maximal erreichbarer Ausgangsleistung [E8].

lationsgrads des LCL-Filter basierten Stromrichters zeigt. Bei induktiven Lasten mit Leistungsfaktoren von ca. $-0{,}9_{\mathrm{ind}} \leq \cos(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \leq 0{,}9_{\mathrm{ind}}$ wird die konventionelle Stromrichterkonfiguration erwartungsgemäß an der Modulationsgradgrenze von $m_{\mathrm{a}} = 1{,}15$ betrieben. Im Vergleich dazu weist der Hauptstromrichter mit aktivem Filter im gesamten Leistungsfaktorbereich deutlich geringere Modulationsgradvariationen auf und erreicht nur für induktive Lasten mit geringen Leistungsfaktoren im Bereich von ca. $-0{,}4_{\mathrm{ind}} \leq \cos(\varphi_{\mathrm{g,i}}) \leq 0{,}4_{\mathrm{ind}}$ den maximalen Modulationsgrad.

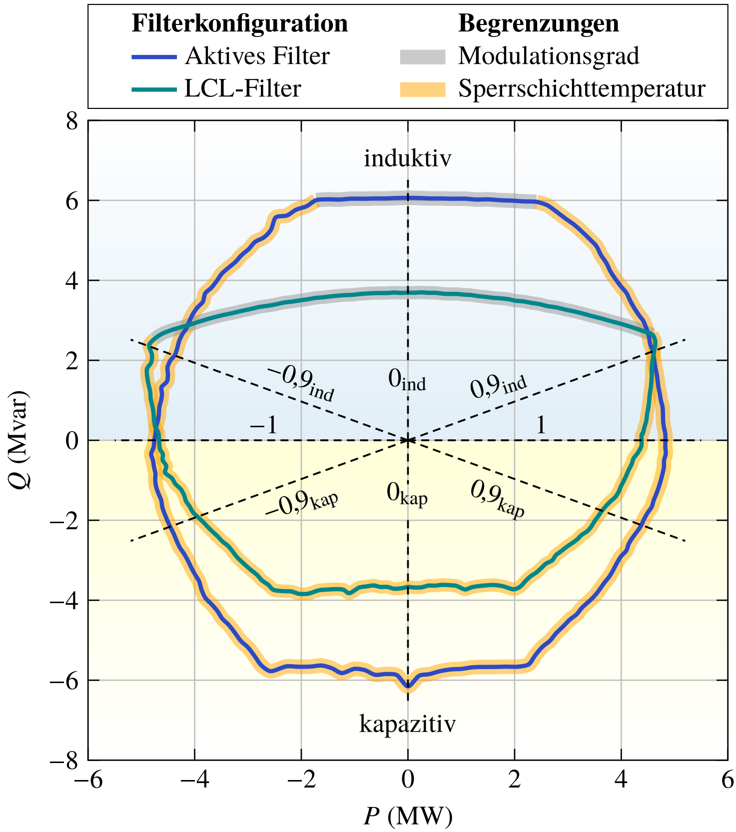


Abbildung 5.30: Maximal erreichbare Ausgangsleistung bei Betrieb mit Netznennspannung unter Berücksichtigung der Modulationsgrad- und Sperrschichttemperaturgrenzen von $m_{\mathrm{a}} = 1{,}15$ und $\vartheta_{\mathrm{j}} = 125\,°\mathrm{C}$ [E8].

Die maximal erreichbaren Blind- und Wirkleistungen der Stromrichterkonfigurationen sind in Abbildung 5.30 unter Berücksichtigung der Modulationsgrad- und Sperrschichttemperaturgrenzen dargestellt. Gemäß Abbildung 5.29 ist die maximale Ausgangsleistung des Stromrichters mit LCL-Filter in induktiven Arbeitspunkten durch den maximalen Modulationsgrad auf unter 4 MVA begrenzt. Erwartungsgemäß führt die erhöhte Strombelastung des Hauptstromrichters bei kapazitiven Lasten aufgrund der maximalen Sperrschichttemperatur ebenfalls zu einer signifikanten Begrenzung der Ausgangsleistung auf unter 4 MVA. Demgegenüber ermöglicht die homogene Strombelastung des Hauptstromrichters mit aktivem Filter eine näherungsweise kreisförmige Kennlinie der Ausgangsleistung, die nur bei induktiver Belastung mit geringen Leistungsfaktoren durch die Modulationsgradgrenze auf ca. 6 MVA begrenzt ist. Es zeigt sich, dass der Stromrichter mit aktivem Filter trotz der substantiell reduzierten Filterinduktivitäten unter fast allen Lastbedingungen höhere Ausgangsleistungen und damit in

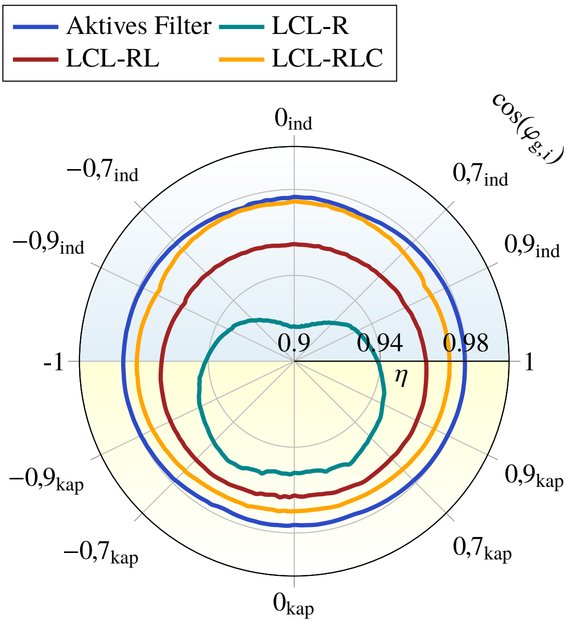


Abbildung 5.31: Gesamtwirkungsgrade der untersuchten Stromrichterkonfigurationen bei Betrieb mit Netznennspannung und jeweils maximaler Ausgangsleistung [E8].

diesen Arbeitspunkten eine höhere Ausnutzung des Hauptstromrichters – dessen Parameter für beide Filterkonfigurationen übereinstimmen – erreicht.
Die resultierenden Gesamtwirkungsgrade der Stromrichter sind in Abbildung 5.31 in Abhängigkeit der untersuchten Filterkonfigurationen dargestellt. Erwartungsgemäß verursacht das LCL-Filter mit resistiver Dämpfung (LCL-R) substantielle Verluste in den Dämpfungswiderständen und führt damit zum geringsten Stromrichterwirkungsgrad. Eine Reduktion der hohen Dämpfungsverluste kann durch die Verwendung einer Tiefpass-Dämpfung gemäß Abbildung 5.26(b) oder einer resonanten Dämpfung gemäß Abbildung 5.26(c) erreicht werden, die im gesamten Leistungsfaktorbereich zu Wirkungsgraden über 95 % (LCL-RL) bzw. 97 % (LCL-RLC) führen. In Abbildung 5.31 zeigt sich, dass durch den Ersatz des LCL-Filters durch ein aktives Filter eine weitere Erhöhung des Gesamtwirkungsgrads des Stromrichtersystems möglich ist, wodurch insbesondere im häufig verwendeten Leistungsfaktorbereich $|\cos(\varphi_{\mathrm{g,i}})| \geq 0.9$ bei induktiven und kapazitiven Belastungen deutlich höhere Wirkungsgrade erreicht werden können.

5.3 Experimentelle Verifikation

In diesem Abschnitt wird die experimentelle Verifikation des Betriebskonzepts für aktive Netzstromrichter mit spannungseinprägenden aktiven Filtern beschrieben. In Abschnitt 5.3.1 werden zunächst das Signalverarbeitungssystem und der Leistungsteil des dafür verwendeten Versuchsaufbaus vorgestellt. Wie bei der in Abschnitt 5.1 beschriebenen simulativen Verifikation wird dabei der Einsatz eines Zweipunkt-Hilfsstromrichters mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis als auch eines Mehrpunkt-Hilfsstromrichters mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen untersucht. Die resultierenden Messergebnisse der vorgeschlagenen Stromrichterkonfiguration werden in Abschnitt 5.3.2 vorgestellt.

5.3.1 Versuchsaufbau

Das Blockschaltbild des für die experimentelle Verifikation verwendeten Teststands ist in Abbildung 5.32 dargestellt. Dieser besteht aus dem Hauptstromrichter, dem als aktives Filter verwendeten Hilfsstromrichter, einer Regelungseinheit mit Kommunikationsschnittstellen, einer stromrichter- und netzseitigen Strommesseinrichtung sowie einer netzseitigen Spannungsmesseinrichtung. Der Aufbau des eingesetzten Signalverarbeitungssystems und der Stromrichterleistungsteile wird im Folgenden detailliert beschrieben.

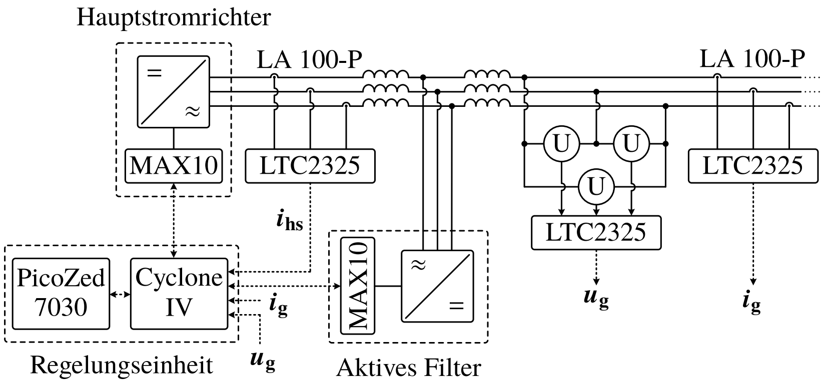


Abbildung 5.32: Blockschaltbild des für die experimentelle Verifikation verwendeten Teststands [E3].

Signalverarbeitungssystem

Das Signalverarbeitungssystem basiert auf [112] und verwendet das *PicoZed 7030* SOM[9] von Avnet, in dem ein *Zync Z-7030* von Xilinx eingesetzt wird. Der Prozessor ist über einen asynchronen parallelen Kommunikationsbus (16 Bit) mit einer FPGA[10]-Einheit verbunden, die auf einem *Cyclone IV* von Altera [A12] basiert. Dieser übernimmt die Auswertung der Analog-Digital-Umwandlung, führt den Zustandsautomat der Stromrichterkonfiguration einschließlich übergeordneter Fehlerüberwachung und Synchronisation aus, und stellt für Hauptstromrichter und aktives Filter die Schnittstelle zur Regelungseinheit dar. Da die Leistungsteile jeweils über eigene FPGA-Einheiten auf der Basis der *MAX-10*-Familie von Intel [A13] verfügen, sind die Kommunikationsschnittstellen der Stromrichter als digitale UART[11]-Kommunikation über Lichtwellenleiter ausgeführt. Diese werden zur Übertragung von Variablen zur Fehlerüberwachung, Spannungssollwerten und gemessener Zwischenkreisspannungen zwischen den *MAX-10*-FPGAs und dem *Cyclone IV* verwendet. Zur Messung der stromrichter- und netzseitigen Ströme werden die Stromsensoren *LA 100-P* von Lem [A14] mit einem Messbereich von 0 A . . . ±150 A eingesetzt. Die Analogsignale der Strom- und Spannungs-

[9] engl. SOM = System On Module
[10] engl. FPGA = Field Programmable Gate Array
[11] engl. UART = Universal Asynchronous Receiver Transmitter

messungen werden durch die Analog-Digital-Umwandler (ADCs[12]) *LTC2325* von Linear Technologies [A15] in digitale Signale mit einer Auflösung von 16 Bit umgewandelt. Die Stromrichterregelung erfolgt durch die übergeordnete Regelstrategie I gemäß Tabelle 4.1, deren Implementierung auf dem verwendeten Signalverarbeitungssystem u.a. aufgrund des geringen Rechenaufwands vorteilhaft ist.

Leistungsteil

Die experimentelle Untersuchung erfolgt mit der in Abbildung 5.33 dargestellten Zweipunkt-Stromrichterplattform [112], die den Gleichspannungszwischenkreis mit einer Zwischenkreiskapazität von 200 µF, das Leistungshalbleitermodul, die Gatetreiber und eine *MAX-10*-basierte FPGA-Einheit enthält. Zur Verwendung als Hauptstromrichter kann die Stromrichterplattform mit dem Si-IGBT *FS75R12KT4_B15* von Infineon [A16] bestückt werden, der eine maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung von U_{CES} = 1,2 kV und einen maximalen Kollektor-Dauergleichstrom von $I_{C,nom}$ = 75 A aufweist. Für den Einsatz als 2L-VS-AF, der im Niederspannungsbereich gemäß Abschnitt 5.2.1 eine vielversprechende Alternative zu konventionellen LCL-Filtern darstellt, ist ferner

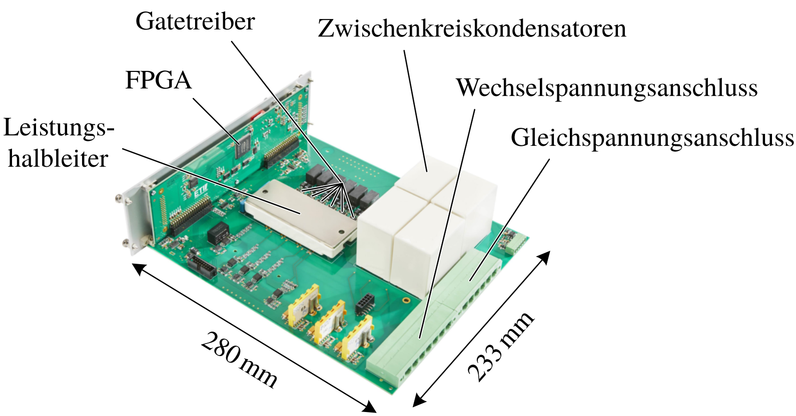


Abbildung 5.33: Zweipunkt-Stromrichterplattform mit Zwischenkreiskondensatoren, Leistungshalbleitermodul, Gatetreibern und FPGA-Einheit.

[12] engl. ADC = Analog-to-Digital Converter

Tabelle 5.7: Parameter des Versuchsaufbaus mit 2L-VSC und 2L-VS-AF nach [E3]

	Parameter	Symbol	Einheit	
Bezugs-größen	Nennleistung	S_r	10	kVA
	Nennspannung	U_r	200	V
	Nennstrom	I_r	28,3	A
Hauptstrom-richter	IGBT-Sperrspannung	U_{CES}	1,2	kV
	IGBT-Dauergleichstrom	$I_{C,nom}$	75	A
	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,hs}$	350	V
	Zwischenkreiskapazität	C_{hs}	200	µF
	Schaltfrequenz	$f_{sw,hs}$	3	kHz
Aktives Filter	SiC-MOSFET-Sperrspannung	U_{DSmax}	1,2	kV
	SiC-MOSFET-Dauergleichstrom	$I_{D,nom}$	59	A
	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,af}$	350	V
	Schaltfrequenz	$f_{sw,af}$	12	kHz
	Zwischenkreiskapazität	C_{af}	200	µF
	Zwischenkreiskapazität (p.u.)	C'_{af}	25,1	%
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{f,hs}$	1	mH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,hs}$	5,3	%
	Widerstand	$R_{f,hs}$	48	mΩ
Netzseitiger Filter	Induktivität	$L_{f,g}$	1	mH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,g}$	5,3	%
	Widerstand	$R_{f,g}$	48	mΩ
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$ü_t$	0,5	
Netz	Nennspannung	U_g	400	V
	Frequenz	f_g	50	Hz

eine Bestückung mit dem SiC-MOSFET *CCS050M12CM2* von Cree [A17] möglich, dessen maximale Drain-Source-Sperrspannung $U_{DSmax} = 1{,}2\,kV$ und maximaler Drain-Dauergleichstrom $I_{D,nom} = 59\,A$ entspricht. Die Struktur des für die experimentelle Verifikation eines 2L-VSCs mit integriertem 2L-VS-AF verwendeten Versuchsaufbaus, dessen Parameter in Tabelle 5.7 zusammengefasst sind, entspricht der in Abbildung 5.2 dargestellten Stromrichterkonfiguration.

Auf der Stromrichter- und Netzseite werden Filterdrosseln mit einer Induktivität von 1 mH verwendet und für den Anschluss an das 400 V Netz kommt ein Transformator mit einem Übersetzungsverhältnis von 200 V/400 V zum Einsatz. Letzteres gewährleistet zur Demonstration des neuartigen Betriebskonzepts der vorgeschlagenen Stromrichterkonfiguration eine ausreichende Sicherheitsreserve, um eine Beschädigung der Komponenten des Versuchsaufbaus im Fehlerfall zu vermeiden. Der durch ein kommerzielles Gleichspannungsnetzteil versorgte Hauptstromrichter wird mit einer Zwischenkreisspannung von $U_{dc,hs} = 350\,V$ und einer Schaltfrequenz von $f_{sw,hs} = 3\,kHz$ betrieben. Da das aktive Filter keine Gleichspannungsversorgung aufweist, wird dessen Zwischenkreisspannung durch die in Abschnitt 4.4.1 abgeleitete Gesamtenergieregelung auf ihren Sollwert von $U_{dc,af} = 350\,V$ eingestellt. Zur Demonstration der Oberschwingungskompensation, die keine Identifikation und Regelung einzelner Stromharmonischer oder der Gesamtstromverzerrung erfordert, wird eine Schaltfrequenz des aktiven Filters von $f_{sw,af} = 12\,kHz$ verwendet. Die Bezugsgrößen des Versuchsaufbaus werden unter Berücksichtigung der restlichen Parameter mit einer Nennleistung von $S_r = 10\,kVA$, einer Nennspannung von $U_r = 200\,V$ und einem Nennstrom von $I_r = 28{,}3\,A$ festgelegt.
Zur Demonstration der Verwendung eines Mehrpunkt-Hilfsstromrichters als aktives Filters wurde im Rahmen dieser Arbeit der in Abbildung 5.34 dargestellte Phasenbaustein eines CHB-VS-AFs entwickelt [E10, S1, S2], dessen

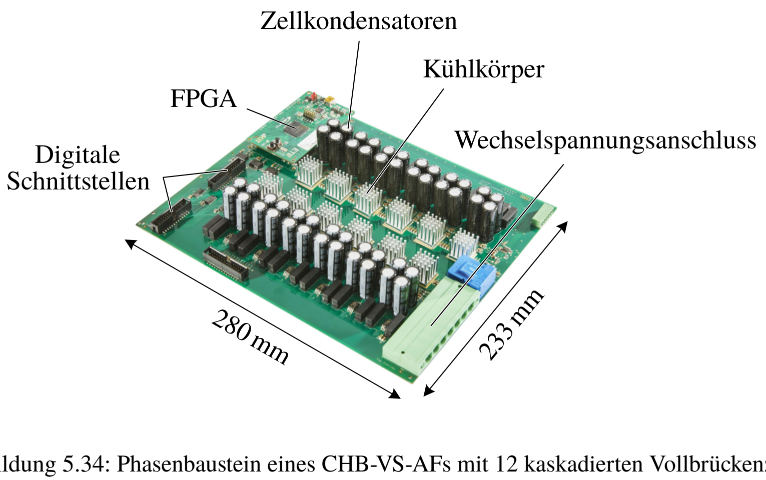


Abbildung 5.34: Phasenbaustein eines CHB-VS-AFs mit 12 kaskadierten Vollbrückenzellen und FPGA-Einheit.

Tabelle 5.8: Parameter des Versuchsaufbaus mit 2L-VSC und CHB-VS-AF nach [E10]

	Parameter	Symbol		Einheit
Bezugs-größen	Nennleistung	S_r	10	kVA
	Nennspannung	U_r	200	V
	Nennstrom	I_r	28,3	A
Hauptstrom-richter	IGBT-Sperrspannung	U_{CES}	1,2	kV
	IGBT-Dauergleichstrom	$I_{C,nom}$	75	A
	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,hs}$	350	V
	Zwischenkreiskapazität	C_{hs}	200	µF
	Schaltfrequenz	$f_{sw,hs}$	3	kHz
Aktives Filter	Vollbrückenanzahl je Phase	n	12	
	MOSFET-Sperrspannung	U_{DSmax}	60	V
	MOSFET-Dauergleichstrom	$I_{D,nom}$	36	A
	Zellspannung	u_c	15	V
	Trägerfrequenz	$f_{sw,af}$	12	kHz
	Zellkapazität	C_{af}	6	mF
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{f,hs}$	1	mH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,hs}$	5,3	%
	Widerstand	$R_{f,hs}$	48	mΩ
Netzseitiger Filter	Induktivität	$L_{f,g}$	1	mH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,g}$	5,3	%
	Widerstand	$R_{f,g}$	48	mΩ
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$ü_t$	0,5	
Netz	Nennspannung	U_g	400	V
	Frequenz	f_g	50	Hz

Auslegung [E10] entnommen werden kann. Dieser enthält eine *MAX-10*-basierte FPGA-Einheit und $n = 12$ kaskadierte Vollbrückenzellen, die jeweils vier Si-MOSFETs des Typs *SQJQ960EL* von Vishay mit einer maximalen Drain-Source-Sperrspannung von $U_{DSmax} = 60\,V$ und einem maximalen Drain-Dauergleichstrom von $I_{D,nom} = 36\,A$, Gatetreiber sowie Zellkonden-

satoren mit einer Kapazität von $C_{\mathrm{af}} = 6\,\mathrm{mF}$ aufweisen. Im Gegensatz zur Zweipunkt-Stromrichterplattform in Abbildung 5.33 weist der Phasenbaustein des CHB-VS-AFs keinen Gleichspannungsanschluss auf, da dieser ausschließlich in einem Mehrpunkt-Hilfsstromrichter verwendet wird und daher keine Zelleinspeisung erfordert. Die Einstellung der Zellspannungen auf ihren Sollwert erfolgt dabei durch die in den Abschnitten 4.4.1 und 4.4.2 entworfenen Energieregelungen. Die Parameter des für die experimentelle Verifikation eines 2L-VSCs mit integriertem CHB-VS-AF verwendeten Versuchsaufbaus, dessen Struktur der in Abbildung 5.16 dargestellten Stromrichterkonfiguration entspricht, stimmen bis auf das CHB-VS-AF mit den Werten aus Tabelle 5.7 überein und können Tabelle 5.8 entnommen werden. Aufgrund des bereits für den Einsatz eines 2L-VS-AFs verwendeten Übersetzungsverhältnisses des Transformators von 200 V/400 V wird der Sollwert der Zellspannungen des CHB-VS-AFs auf $u_{\mathrm{c}} = 15\,\mathrm{V}$ festgelegt.

5.3.2 Messergebnisse

Die Messergebnisse des 2L-VSCs als Hauptstromrichter mit integriertem 2L-VS-AF sind in Abbildung 5.35 dargestellt. Nachdem die Stromrichterkonfiguration zunächst im Leerlauf am Netz betrieben wird, erhöht sich der Wirkstromsollwert des Netzes nach $t = 100\,\mathrm{ms}$ zunächst auf den Wert des halben Nennstroms und nach $t = 150\,\mathrm{ms}$ auf den Wert des vollen Nennstroms. In Abbildung 5.35(a) ist zu erkennen, dass der Hauptstromrichter aufgrund seiner geringen Schaltfrequenz erhebliche Stromverzerrungen verursacht, die bei einer Ausgangsleistung von 5 kVA zu einem THD von 19,4 % führen. Demgegenüber wird, bedingt durch die vierfache Schaltfrequenz des 2L-VS-AFs, ein gemäß Abbildung 5.35(c) nahezu sinusförmiger Strom mit einem THD von nur 4 % in das Netz eingeprägt. In sehr guter Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen ist der zur Verlustdeckung des 2L-VS-AFs erforderliche Grundschwingungsstrom vernachlässigbar, sodass der aktive Filterstrom in Abbildung 5.35(b) im stationären und transienten Betrieb in guter Näherung den harmonischen Verzerrungen des Hauptstromrichters entspricht. Dies wird ebenfalls durch die in Abbildung 5.36 gezeigten Stromspektren veranschaulicht. Es zeigt sich, dass das 2L-VS-AF die Stromverzerrungen im Bereich der Trägerfrequenz von 3 kHz deutlich reduziert und darüber hinaus im Bereich der doppelten und dreifachen Trägerfrequenz, d.h. bei 6 kHz und 9 kHz, näherungsweise vollständig kompensiert. Dabei ist zu beachten, dass das 2L-VS-AF mit symmetrischer Abtastung und einer Abtastfrequenz von $f_{\mathrm{s,af}} = f_{\mathrm{sw,af}} = 12\,\mathrm{kHz}$ betrieben wird, wodurch sich eine Nyquist-Frequenz gemäß Gleichung (5.14) ergibt.

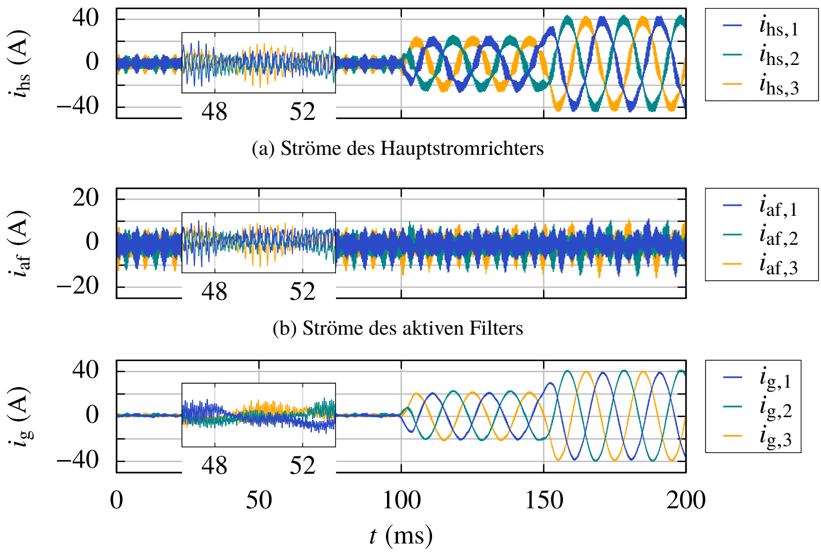


Abbildung 5.35: 2L-VSC mit 2L-VS-AF: Gemessene Stromzeitverläufe des Übergangs zwischen Leerlauf, Teillastbetrieb und Nennbetrieb [E3].

$$f_{ny,af} = \frac{f_{s,af}}{2} = 6\,\text{kHz} \tag{5.14}$$

Dadurch wird deutlich, dass die kompensierten Stromoberschwingungen mit Frequenzen um 9 kHz über der Nyquist-Frequenz $f_{ny,af}$ liegen. Dies wird durch die Verwendung eines spannungseinprägenden aktiven Filters ermöglicht, der unter idealen Bedingungen infolge der impedanzlosen Anbindung an die Lastleitung gemäß Abbildung 3.8(c) prinzipbedingt einen Kurzschluss für Stromoberschwingungen mit Frequenzen unterhalb des Trägerbands um $f_{sw,af}$ darstellt. Durch die Entkopplung von Stromrichter- und Netzseite enthält der Netzstrom gemäß Gleichung (3.70) ausschließlich Oberschwingungen, die durch die Netzspannung und die Ausgangsspannung des 2L-VS-AFs verursacht werden. Da letztere schaltfrequente Spannungsoberschwingungen aufweist, werden die in Abbildung 5.36 erkennbaren Netzstromoberschwingungen im Frequenzbereich von etwa $[f_{sw,af} - 10f_1, f_{sw,af} + 10f_1]$ hervorgerufen. Das entwickelte Betriebskonzept, das auf der Regelung von Grundschwingungsströmen basiert und keine Identifikation und Regelung von Oberschwingungsströmen erfordert, ermöglicht

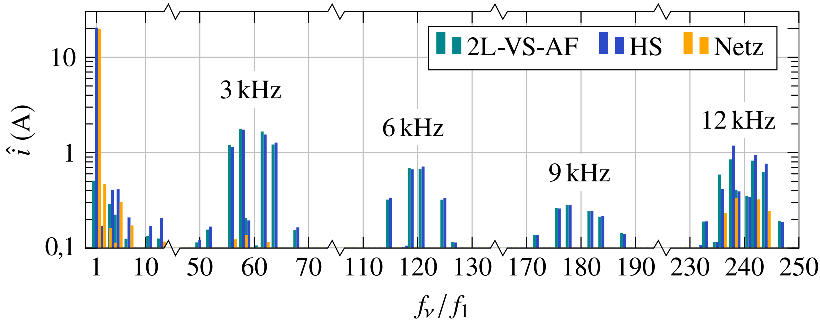


Abbildung 5.36: Harmonische Stromspektren bei einer Ausgangsleistung von 5 kVA mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 19,4 % für den Hauptstromrichter und 4 % für das Netz.

dem 2L-VS-AF folglich eine Kompensation von Stromoberschwingungen in einem Frequenzbereich von etwa $0 < f_\nu < (f_{\mathrm{sw,af}} - 10 f_1)$. Eine Reduktion der im Bereich um $f_{\mathrm{sw,af}}$ auftretenden Netzstromoberschwingungen kann durch eine höhere Schaltfrequenz des 2L-VS-AFs, z.B. durch Auslagerung von Regelungsaufgaben an die FPGA-Einheiten, oder durch die Verwendung eines Mehrpunkt-Hilfsstromrichters als aktives Filter erreicht werden, was bereits in Abschnitt 5.1.2 gezeigt und im Folgenden durch Messergebnisse verifiziert wird. Abbildung 5.38 zeigt die gemessenen Stromzeitverläufe der Stromrichterkonfiguration für die Verwendung des CHB-VS-AFs aus Abbildung 5.34, dessen Ausgangsspannungen in Abbildung 5.37 für die Dauer einer Netzperiode

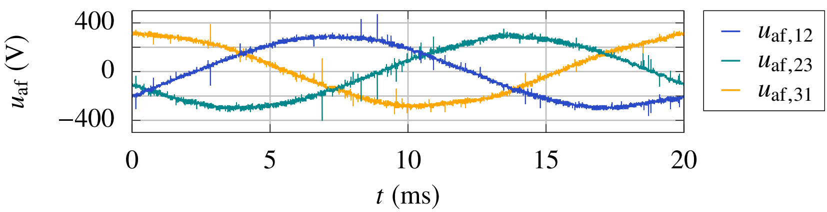


Abbildung 5.37: 2L-VSC mit CHB-VS-AF: Gemessener Zeitverlauf der verketteten Ausgangsspannungen des CHB-VS-AFs.

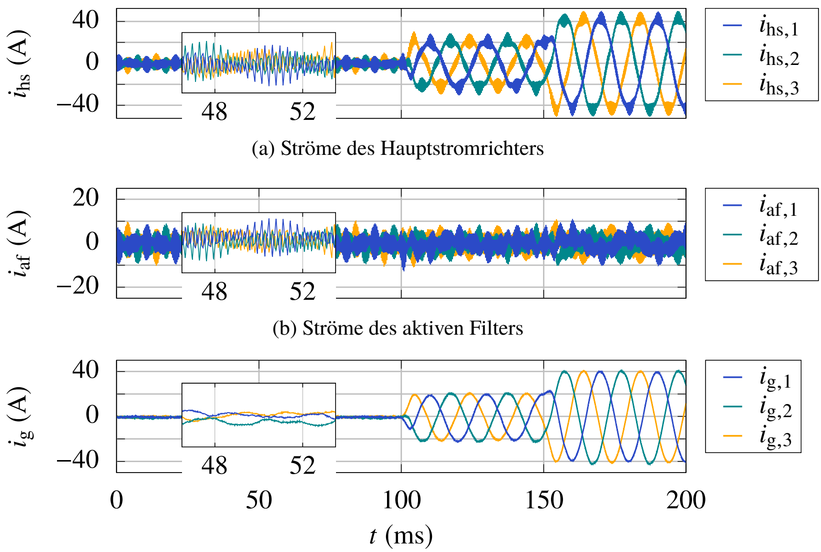


Abbildung 5.38: 2L-VSC mit CHB-VS-AF: Gemessene Stromzeitverläufe des Übergangs zwischen Leerlauf, Teillastbetrieb und Nennbetrieb [E10].

dargestellt sind. In gleicher Weise wie bei der Verwendung eines 2L-VS-AFs weist der Ausgangsstrom des Hauptstromrichters gemäß Abbildung 5.38(a) erhebliche Stromverzerrungen auf, welche bei einer Ausgangsleistung von 5 kVA einen THD von 21 % verursachen. Aufgrund der hohen Anzahl an Ausgangsspannungsstufen des CHB-VS-AFs, welche sich bei zwölf kaskadierten Vollbrücken zu 25 ergibt, wird gemäß Abbildung 5.38(c) ein in sehr guter Näherung sinusförmiger Strom mit einem THD von nur 2,2 % ins Netz eingespeist. Die zugehörigen Stromspektren in Abbildung 5.39 zeigen, dass gegenüber den Stromspektren bei Verwendung eines 2L-VS-AFs in Abbildung 5.36 erwartungsgemäß eine signifikante Reduktion der Oberschwingungsströme im Bereich um $f_{sw,af}$ auf unter 0,1 A erreicht werden kann. Auch im in Abbildung 5.39 nicht eingezeichneten Bereich des ersten Trägerbands des CHB-VS-AFs, welches aufgrund der Modulation der Halbbrücken einer Vollbrückenzelle mit um 180° zueinander phasenverschobenen Trägersignalen bei der doppelten Trägerfrequenz auftritt (vgl. Abschnitt 5.1.2), weist das Spektrum des Netzstroms keine Oberschwingungen mit einer Amplitude über 0,1 A auf.

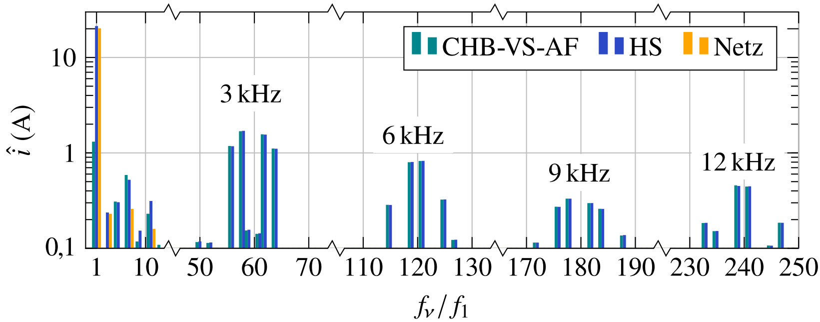


Abbildung 5.39: Harmonische Stromspektren bei einer Ausgangsleistung von 5 kVA mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 21 % für den Hauptstromrichter und 2,2 % für das Netz.

Durch das vorgeschlagene Betriebskonzept wird eine Entkopplung der leistungsstarken Einheit (Hauptstromrichter) und der spannungsbildenden Einheit (Hilfsstromrichter) erreicht. Durch die Verwendung eines konventionellen Zweipunkt- oder Dreipunktstromrichters als Hauptstromrichter hoher Leistung und eines Hilfsstromrichters höherer Komplexität und geringer Leistung ist es möglich, gleichzeitig eine hohe Nennleistung und Ausgangsspannungsqualität der Stromrichterkonfiguration zu erreichen. Es ist davon auszugehen, dass diese Kombination insbesondere in dem in Kapitel 1 beschriebenen Leistungsbereich auch in weiteren Anwendungsfeldern wie z.B. dem Einsatz als Laborspannungsquelle [E5], Emulationsstromrichter für PHIL[13]-Systeme [E6, E7] oder Antriebsstromrichter eine vielversprechende Alternative zu SiC-basierten Stromrichtern und konventionellen Mehrpunkt-Stromrichtern mit vergleichbaren Leistungsmerkmalen darstellt. Im Vergleich zu Netzanwendungen stellt in den genannten Anwendungen insbesondere der in guter Näherung frequenzunabhängige Betrieb bis zu einer Ausgangsfrequenz von null Hertz einen weiteren wichtigen Vorteil der vorgeschlagenen Stromrichterkonfiguration dar. Dieser wird dadurch ermöglicht, dass der Hilfsstromrichter fast ausschließlich Verzerrungsströme des Hauptstromrichters aufnimmt, die in guter Näherung keine Abhängigkeit zur Frequenz der aktiven Filterspannung aufweisen und deren Frequenzen im Bereich um die Trägerfrequenz $f_{sw,hs}$ und deren

[13] engl. PHIL = Power Hardware In the Loop

ganzzahlige Vielfache liegen. Demgegenüber treten bei Mehrpunkt-Stromrichtern wie dem MMC bei geringen Ausgangsfrequenzen hohe Energiehübe in den Stromrichterzellen auf, deren Begrenzung deutlich erhöhte interne Ströme und eine daran angepasste Auslegung des Stromrichters erfordern können [B10].

6

Entkoppelter Betrieb von spannungseinprägenden aktiven Filtern

Die in Kapitel 4 entworfenen Regelstrategien VII und VIII ermöglichen einen vollständig entkoppelten Betrieb von Hauptstromrichter und aktivem Filter. Aus Anwendersicht ergibt sich dadurch der Vorteil, dass spannungseinprägende aktive Filter als unabhängige Einzelgeräte die Stromverzerrungen von mehreren parallelen Stromrichtern (z.B. eines Wind- oder Solarparks) frequenzunabhängig kompensieren und dadurch den Einsatz von passiven LCL-Filtern in den Stromrichtern vermeiden können. Darüber hinaus könnte das aktive Filter um netzdienliche Funktionen wie die Bereitstellung von Grundschwingungsblindleistung und Regelstrategien zur Resonanzabschwächung von Stromrichtern und Übertragungsleitungen (z.B. Kabelanbindung eines Offshore-Windparks) erweitert werden. Ferner ermöglicht der entkoppelte Betrieb von spannungseinprägenden aktiven Filtern eine Oberschwingungskompensation und Leistungsfaktorkorrektur von Thyristor-Stromrichtern oder passiven Diodengleichrichtern, die z.B. zur Netzintegration von Industrieantrieben oder Elektrolyseanlagen eingesetzt werden können. Stellvertretend für diese Anwendungsfelder wird in Abschnitt 6.1 der Einsatz als netzseitiges Filter für aktive Netzstromrichter in einem Stromrichterverbund und in Abschnitt 6.2 für einen Diodengleichrichter untersucht.

6.1 Kompensation der Stromverzerrungen eines Stromrichterverbunds

Stromrichterverbunde bestehen aus mehreren parallelen Stromrichtern, die zur Netzintegration von erneuerbaren Energiequellen wie Windkraftanlagen eingesetzt werden können. In dieser Anwendung werden typischerweise in jedem Einzelstromrichter passive Ausgangsfilter verwendet [113], die durch weitere passive Filter am Netzverknüpfungspunkt ergänzt werden können [114]. Zur Reduktion des passiven Filteraufwands wird in [114] der Einsatz von aktiven Filtern zur Oberschwingungskompensation bis zur siebten Harmonischen in Abhängigkeit des Anschlusspunkts innerhalb eines Windparks untersucht.
Das Blockschaltbild in Abbildung 6.1 zeigt den durch eine vollständige Entkopplung möglichen Einsatz eines spannungseinprägenden aktiven Filters zur Oberschwingungskompensation eines Verbunds von parallelen Stromrichtern mit induktiven Ausgangsfiltern, wodurch ein Verzicht auf LCL-Filter erreicht werden kann. Die dafür erforderliche Identifikation des Grundschwingungsstroms der Sammelschiene basiert gemäß Abschnitt 4.3.2 auf der Filterung des gemessenen Sammelschienenstroms durch einen MAF, dessen optimale Fensterlänge basierend auf den in Abschnitt 6.1.1 beschriebenen Simulationsergebnissen in Abschnitt 6.1.2 diskutiert wird. Der entkoppelte Betrieb eines spannungseinprägenden aktiven Filters zur Kompensation der Stromverzerrungen aktiver Netzstromrichter wird anschließend in Abschnitt 6.1.3 experimentell verifiziert.

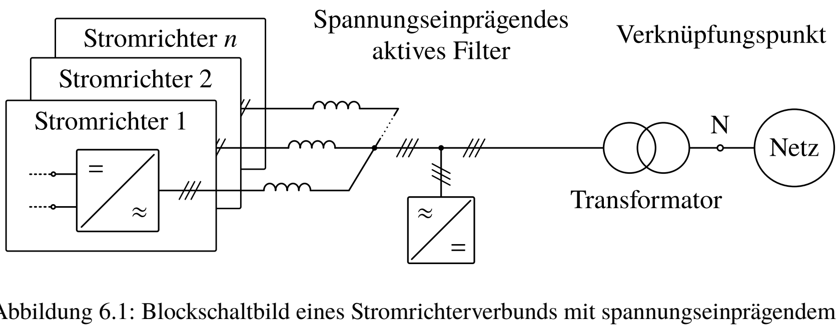


Abbildung 6.1: Blockschaltbild eines Stromrichterverbunds mit spannungseinprägendem aktiven Filter und Transformator.

6.1.1 Simulative Verifikation

Die simulative Verifikation des entkoppelten Betriebs von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Kompensation der Stromverzerrungen aktiver Netzstromrichter erfolgt für die an das 400 V Netz angeschlossene Stromrichterkonfiguration in Abbildung 6.2. Darin werden stellvertretend für einen Stromrichterverbund zwei parallel betriebene 2L-VSCs berücksichtigt, bei denen aufgrund des an die Sammelschiene angeschlossenen CHB-VS-AFs ein Ersatz des netzseitigen LCL-Filters durch ein L-Filter möglich ist. In Anlehnung an den in [E10, S1, S2] entworfenen Phasenbaustein wird ein CHB-VS-AF mit $n = 12$ Vollbrückenzellen je Phase eingesetzt, die jeweils eine Zellkapazität von $C_{\mathrm{af}} = 6\,\mathrm{mF}$ und eine Zellspannung von $u_{\mathrm{c}} = 35\,\mathrm{V}$ aufweisen. Das CHB-VS-AF wird mit einer Trägerfrequenz von $f_{\mathrm{sw,af}} = 12\,\mathrm{kHz}$ betrieben und zunächst über Vorladewiderstände mit einem Widerstand von $R_{\mathrm{v}} = 5\,\Omega$ aufgeladen, die in Abbildung 6.2 zur Verbesserung der Übersicht nicht eingezeichnet sind (vgl. Abbildung 4.1). Das Übersetzungsverhältnis des Transformators wird mit $\ddot{u}_{\mathrm{t}} = 1$ angenommen und die Zwischenkreisspannungen der mit einer Schaltfrequenz von $f_{\mathrm{sw,hs}} = 3\,\mathrm{kHz}$ betriebenen Hauptstromrichter werden

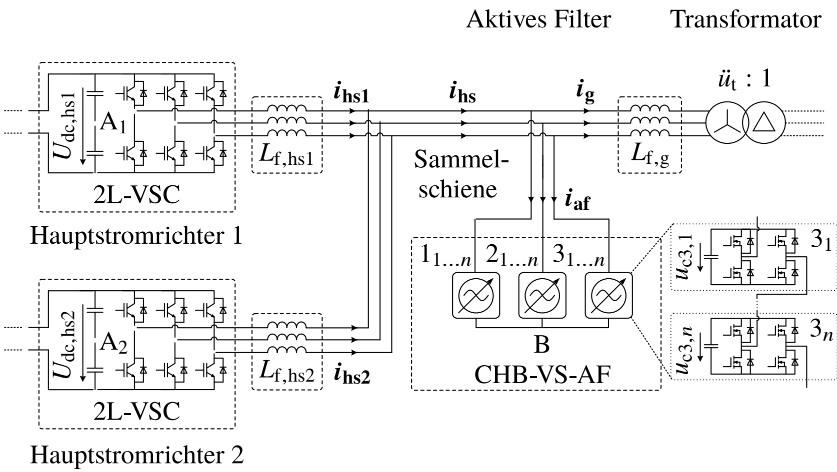


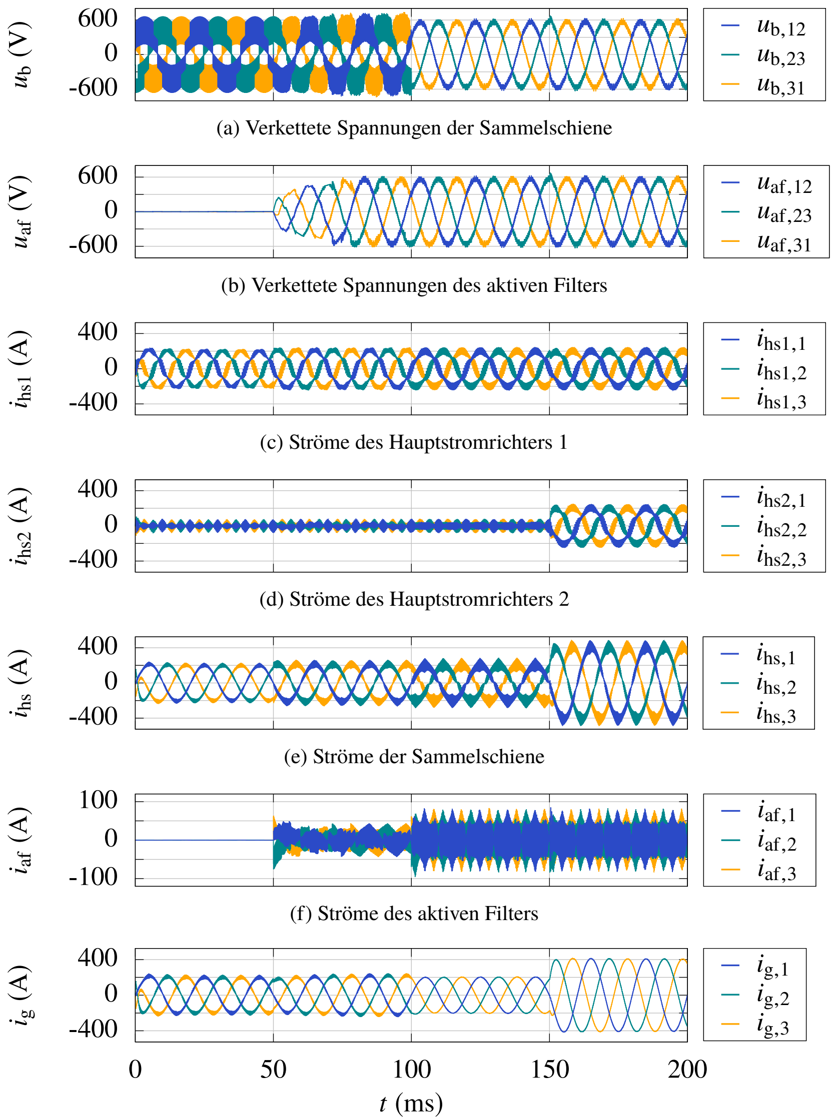
Abbildung 6.2: Stromrichterverbund mit zwei parallelen 2L-VSCs als Hauptstromrichter, einem CHB-VS-AF als aktives Filter und netzseitigem Transformator.

Tabelle 6.1: Simulationsparameter eines Stromrichterverbunds mit CHB-VS-AF

	Parameter	Symbol	Einheit	
Netz	Spannung	U_g	400	V
	Frequenz	f_g	50	Hz
Hauptstrom-richter	Nennleistung	S_r	100	kVA
	Zwischenkreisspannung	$U_{dc,hs}$	700	V
	Schaltfrequenz	$f_{sw,hs}$	3	kHz
Aktives Filter	Vollbrückenanzahl je Phase	n	12	
	Zellspannung	u_c	35	V
	Trägerfrequenz	$f_{sw,af}$	12	kHz
	Zellkapazität	C_{af}	6	mF
Stromrichter-seitiger Filter	Induktivität	$L_{f,hs}$	200	µH
	Induktivität (p.u.)	$L'_{f,hs}$	3,9	%
Netzfilter	Induktivität	$L_{f,g}$	200	µH
Transformator	Übersetzungsverhältnis	$ü_t$	1	

auf $U_{dc,hs} = 700\,V$ festgelegt. Die Filterinduktivitäten der Hauptstromrichter entsprechen $L_{f,hs} = 200\,\mu H$, was bei einer angenommenen Nennleistung je Hauptstromrichter von $S_r = 100\,kVA$ einer bezogenen Induktivität von jeweils 3,9 % entspricht. Auf der Netzseite des CHB-VS-AFs wird ebenfalls eine Filterdrossel mit einer Induktivität von $L_{f,g} = 200\,\mu H$ eingesetzt. Die Stromrichterregelung erfolgt durch die übergeordnete Regelstrategie VII gemäß Tabelle 4.1, die zur Identifikation des Grundschwingungsstroms in der Sammelschiene das MAF- und Differentiationsnetzwerk aus Abbildung 4.14 mit einer Abtastfrequenz von $f_{s,i} = 96\,kHz$ verwendet. Die zusammengefassten Simulationsparameter des Stromrichtermodells können Tabelle 6.1 entnommen werden.

Die simulierten Zeitverläufe der Ströme und Spannungen der Stromrichterkonfiguration sind in Abbildung 6.3 dargestellt. Darin werden die Hauptstromrichter zunächst mit Nennstrom (Hauptstromrichter 1) bzw. im Leerlauf (Hauptstrom-



(a) Verkettete Spannungen der Sammelschiene

(b) Verkettete Spannungen des aktiven Filters

(c) Ströme des Hauptstromrichters 1

(d) Ströme des Hauptstromrichters 2

(e) Ströme der Sammelschiene

(f) Ströme des aktiven Filters

(g) Netzströme

Abbildung 6.3: Strom- und Spannungszeitverläufe des Stromrichterverbunds mit CHB-VS-AF.

richter 2) ohne das CHB-VS-AF am Netz betrieben. Die Summe von deren Ausgangsströmen in den Abbildungen 6.3(c) und 6.3(d) ergibt den Strom durch die Sammelschiene in Abbildung 6.3(e). Zum Zeitpunkt $t = 50\,\mathrm{ms}$ beginnt durch Schließen des Schalters S_v gemäß Abbildung 4.1 die passive Vorladung der Zellkondensatoren des CHB-VS-AFs über die Vorladewiderstände. Nachdem die Zellspannungen ihren Sollwert erreicht haben, werden die Vorladewiderstände nach $t = 100\,\mathrm{ms}$ durch Schließen des Schalters S_af gemäß Abbildung 4.1 überbrückt und das CHB-VS-AF ohne Kopplungsimpedanz mit der Sammelschiene verbunden. Ab diesem Zeitpunkt prägt das CHB-VS-AF die Spannung an der Sammelschiene ein, was zu einer Übereinstimmung der Spannungen $\boldsymbol{u}_\mathbf{b}$ und $\boldsymbol{u}_\mathbf{af}$ in den Abbildungen 6.3(a) und 6.3(b) führt. In Abbildung 6.3(a) ist zu erkennen, dass die an der Sammelschiene anliegende Spannung dadurch einen deutlich reduzierten Oberschwingungsgehalt aufweist, wodurch gemäß Abbildung 6.3(g) eine deutliche Reduktion der ins Netz eingeprägten Stromverzerrungen erreicht wird. Da nach Zuschalten des CHB-VS-AFs nur noch die Filterdrosseln der Hauptstromrichter zur Dämpfung von deren Stromoberschwingungen beitragen, weisen die Ströme $\boldsymbol{i}_\mathbf{hs1}$, $\boldsymbol{i}_\mathbf{hs2}$ und $\boldsymbol{i}_\mathbf{hs}$ im Zeitbereich nach $t = 100\,\mathrm{ms}$ erhöhte Stromverzerrungen auf. Die in Abbildung 6.4 für diesen Arbeitspunkt dargestellten harmonischen Stromspektren zeigen die Überlagerung der Stromverzerrungen der Hauptstromrichter. Da in diesem Arbeitspunkt nur Hauptstromrichter 1 eine Leistung in das Netz einprägt, stimmt dessen Grundschwingungsanteil mit dem der Sammelschiene überein. Durch den Leerlaufbetrieb speist Hauptstromrichter

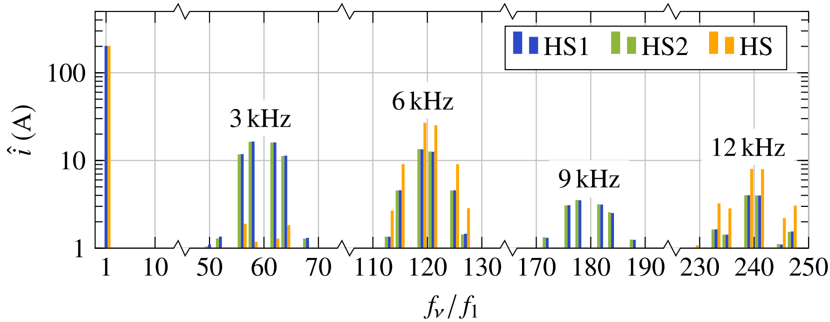


Abbildung 6.4: Harmonische Stromspektren mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 17,7 % für Hauptstromrichter 1 und 20,6 % für die Sammelschiene.

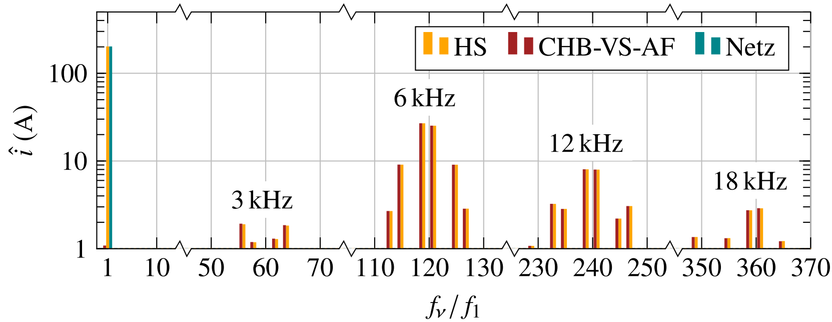


Abbildung 6.5: Harmonische Stromspektren mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Der THD des Netzstroms beträgt 0,3 %.

2 demgegenüber lediglich Stromverzerrungen in das Netz ein, die sich in der Sammelschiene mit den Stromverzerrungen von Hauptstromrichter 1 überlagern. Da die Hauptstromrichter in diesem Beispiel mit um 180° zueinander versetzten Trägersignalen betrieben werden, kompensieren sich die Stromoberschwingungen im ersten und dritten Trägerband (Frequenzbereiche um 3 kHz und 9 kHz) und es treten in diesem Frequenzbereich nur geringe Stromoberschwingungen in der Sammelschiene auf. Im zweiten und vierten Trägerband (Frequenzbereiche um 6 kHz und 12 kHz) führt die Überlagerung der Verzerrungsströme demgegenüber zu deutlich erhöhten Stromoberschwingungen in der Sammelschiene. Im betrachteten Arbeitspunkt resultiert für den Strom $\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs1}}$ von Hauptstromrichter 1 ein THD von 17,7 % und für den Strom $\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}$ in der Sammelschiene ein THD von 20,6 %. Die harmonischen Stromspektren des Netzes, des CHB-VS-AFs und der Sammelschiene sind in Abbildung 6.5 dargestellt, wobei das Stromspektrum der Sammelschiene dem in Abbildung 6.4 entspricht. Die in guter Näherung sinusförmige Ausgangsspannung ermöglicht es dem CHB-VS-AF, die Stromverzerrungen der Hauptstromrichter in den Trägerbändern um die Schaltfrequenz $f_{\mathrm{sw,hs}}$ und deren Vielfache (3 kHz, 6 kHz,...) zu kompensieren und den THD des Netzstroms auf 0,3 % zu reduzieren.
Nach $t = 150$ ms ändert sich der Wirkstromsollwert von Hauptstromrichter 2 von null auf den Wert des Nennstroms, wodurch sich die Amplitude des Grundschwingungsstroms in der Sammelschiene auf ca. ${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}} = 400$ A erhöht. In diesem Arbeitspunkt weist der Strom in der Sammelschiene einen THD von 10,1 % und der Netzstrom einen THD von 0,1 % auf. Darüber hinaus wird deutlich, dass der in Abbildung 6.3(f) dargestellte Laststrom des CHB-VS-AFs trotz des

entkoppelten Betriebs in stationären und transienten Arbeitspunkten zuverlässig auf unter 100 A begrenzt werden kann. Die Ergebnisse zeigen, dass der durch die übergeordneten Regelstrategien VII und VIII aus Tabelle 4.1 ermöglichte entkoppelte Betrieb von spannungseinprägenden aktiven Filtern ein hohes Potential zur Reduktion des in einem Stromrichterverbund insgesamt erforderlichen passiven Filteraufwands bietet. Das aktive Filter könnte ferner eine gegenseitige Beeinflussung von parallelen Netzstromrichtern durch eine aktive Dämpfung [115, 116] vermeiden und ferner um STATCOM-Funktionalitäten erweitert werden. Letztere können beispielsweise die Bereitstellung von Grundschwingungsblindleistung, eine Resonanzabschwächung von Stromrichterverbunden mit serienkompensierten Übertragungsleitungen [117] sowie eine Erhöhung der Netzsteifigkeit auch bei langen Übertragungsleitungen und schwachen Netzverhältnissen [118, 119] umfassen.

6.1.2 Optimale Fensterlänge des gleitenden Mittelwertfilters

Die in Abschnitt 6.1.1 eingesetzte Regelstrategie VII verwendet zur Identifikation des Grundschwingungsstroms der Sammelschiene ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$ das MAF- und Differentiationsnetzwerk in Abbildung 4.14 mit einer Abtastfrequenz von $f_{\mathrm{s,i}} = 96\,\mathrm{kHz}$. Bei der Bestimmung der Fensterlängen der darin enthaltenen MAFs ist gemäß Abschnitt 4.3.2 ein geeigneter Kompromiss zwischen einer hohen Rauschunterdrückung in stationären Arbeitspunkten und der schnellen Erkennung von Sollwertänderungen sowie der Nachführung des Eingangssignals mit geringer Phasenverschiebung in transienten Arbeitspunkten zu erreichen. Entspricht die Fensterlänge dabei nicht der Periodendauer eines Oberschwingungsstroms oder einem ganzzahligen Vielfachen davon, so wird diese Oberschwingung nicht vollständig durch das MAF gefiltert und sie trägt zum Sollwert der netzseitigen Stromregelung des aktiven Filters ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$ bei. Dieser setzt sich daher aus dem Grundschwingungsanteil, der die Zielgröße bei der Bestimmung des Netzstromsollwerts durch das MAF- und Differentiationsnetzwerk darstellt, und der Summe aller weiterhin enthaltenen Oberschwingungen zusammen:

$$ {}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}} = {}^{1}\bar{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}} + \sum_{\nu=2}^{\infty} {}^{\nu}\bar{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}} \tag{6.1} $$

Die Intensität des Eintrags dieser Oberschwingungen in den Netzstrom wird durch die Übertragungsfunktion der netzseitigen Stromregelung bestimmt. In Abschnitt 6.1.1 wird hierfür die nach dem Betragsoptimum ausgelegte Grundschwingungsstromregelung aus Abbildung 4.9 eingesetzt, deren Übertra-

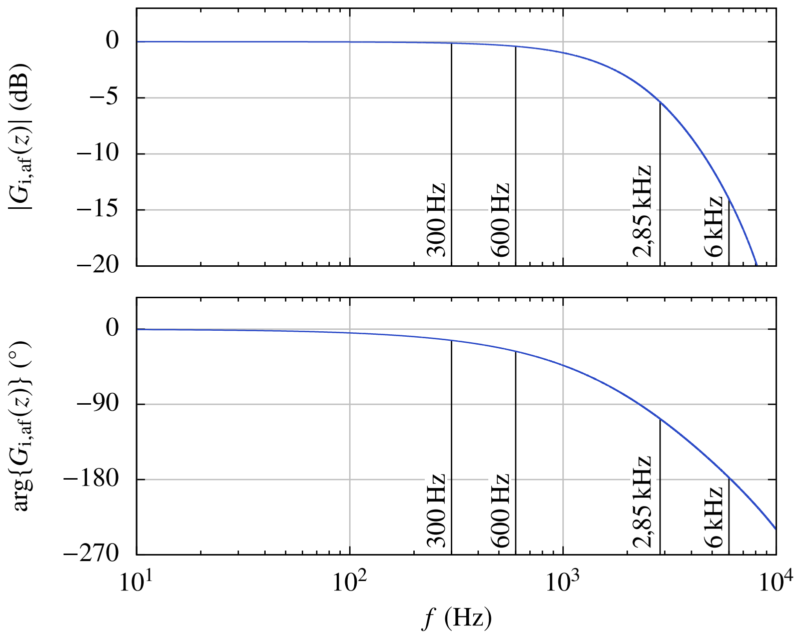


Abbildung 6.6: Bode-Diagramm der Übertragungsfunktionen $G_{i,af}(z)$ der nach dem Betragsoptimum ausgelegten Netzstromregelung des aktiven Filters.

gungsverhalten durch das Bode-Diagramm in Abbildung 6.6 veranschaulicht wird. Es ist zu erkennen, dass die verwendete Netzstromregelung im Sollwert enthaltene Oberschwingungen mit Frequenzen bis ca. 600 Hz mit nahezu unveränderter Amplitude ins Netz einprägt, während Oberschwingungen im Frequenzbereich ab etwa dem ersten Trägerband des Hauptstromrichters bereits durch die begrenzte Bandbreite der Stromregelung um über 5 dB reduziert werden. Für den Betrieb im Zeitbereich zwischen $t = 100$ ms und $t = 150$ ms gemäß Abbildung 6.3 zeigt Abbildung 6.7 die im Sollwert der netzseitigen Stromregelung des aktiven Filters enthaltenen Oberschwingungen mit Frequenzen von 2,85 kHz (erstes Trägerband) und 6 kHz (zweites Trägerband) sowie deren Eintrag in den Netzstrom in Abhängigkeit der MAF Fensterlänge. Darin ist zu erkennen, dass zur Eliminierung der 120. Harmonischen eine minimale Fensterlänge von sechzehn erforderlich ist, die sich auch anhand des Quotienten der Abtastfrequenz des

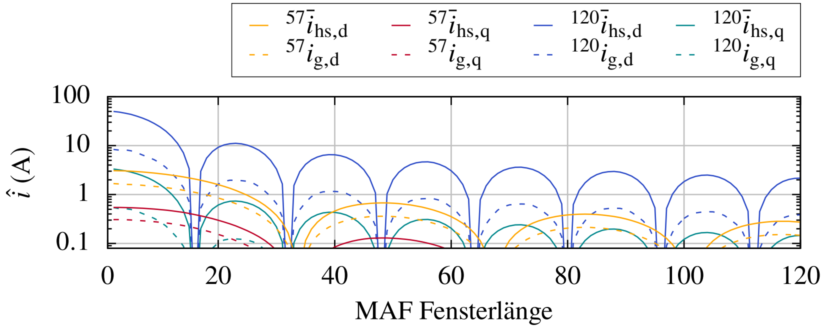


Abbildung 6.7: Harmonische Stromoberschwingungen in Abhängigkeit der MAF Fensterlänge: Anteile im Sollwert der Netzstromregelung $^{\nu}\bar{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$ und deren Ausbildung im Netzstrom $^{\nu}\underline{i}_{\mathrm{g,dq}}$.

MAF- und Differentiationsnetzwerks von 96 kHz und der zu kompensierenden Oberschwingungsfrequenz von 6 kHz ableiten lässt. Zur Kompensation der 57. Harmonischen ist eine minimale Fensterlänge von etwa 34 erforderlich, die unter Berücksichtigung des Frequenzverhältnisses erwartungsgemäß geringfügig über dem doppelten Wert der für die Kompensation der 120. Harmonischen minimal erforderlichen Fensterlänge liegt. Da die Stromoberschwingungen der Sammelschiene im Frequenzbereich um 3 kHz infolge der um 180° zueinander versetzten Trägersignale der Hauptstromrichter gering sind, wird für transiente Arbeitspunkte eine Fensterlänge von sechzehn gewählt, da geringere Fensterlängen bei Sollwertänderungen eine bessere Laststrombegrenzung des aktiven Filters ermöglichen und damit gemäß Abbildung 6.7 dennoch eine deutliche Reduktion der 57. und 120. Harmonischen erreicht werden kann. Um in stationären Arbeitspunkten darüber hinaus eine Reduktion von niederfrequenten Stromoberschwingungen im dreistelligen Hertzbereich zu ermöglichen, wird ein zweiter MAF mit einer Fensterlänge von 320 (vgl. Abschnitt 6.2.3) eingesetzt.

Abbildung 6.8 zeigt das resultierende Verhalten der Identifikation des Grundschwingungsstroms der Sammelschiene für den Arbeitspunktwechsel zum Zeitpunkt $t = 150\,\mathrm{ms}$ aus Abbildung 6.1.1. Darin ist der mit der Abtastfrequenz $f_{\mathrm{s,i}}$ überabgetastete und in dq-Koordinaten transformierte Sammelschienenstrom $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ sowie der durch das MAF- und Differentiationsnetzwerk bestimmte Sollwert der Netzstromregelung $^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$ dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der Arbeitspunktwechsel bei $t = 150\,\mathrm{ms}$ kurz nach dessen Eintritt durch das Differentiationsnetzwerk erkannt wird und der Ausgang des MAF-Netzwerks

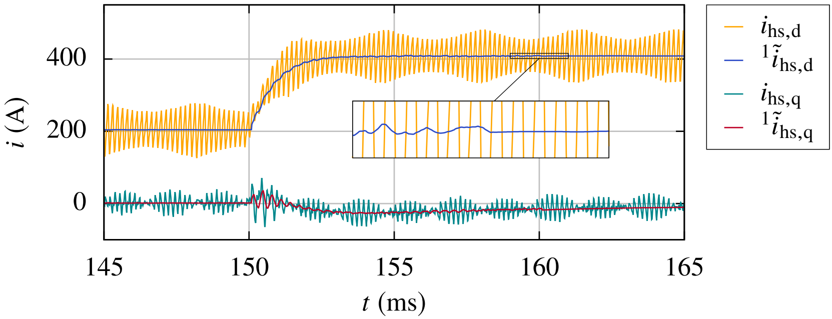
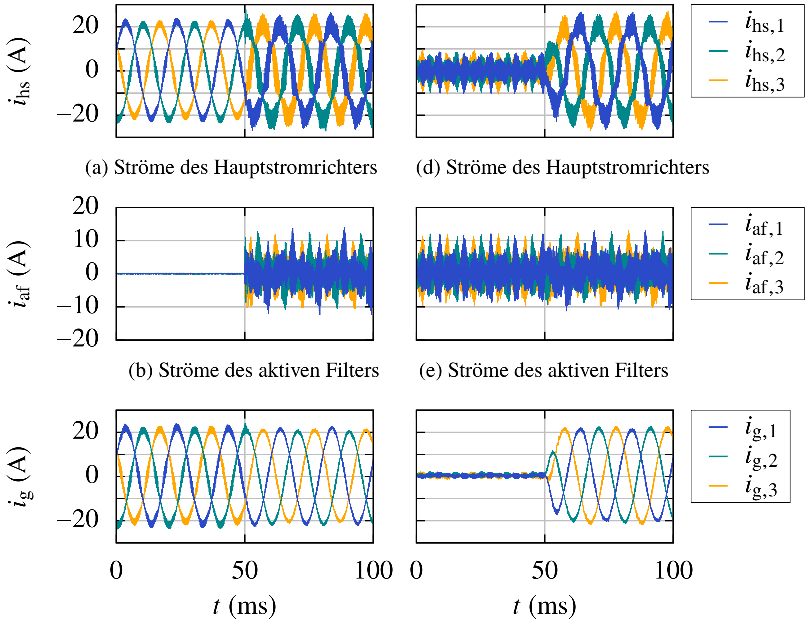


Abbildung 6.8: Überabgetasteter Sammelschienenstrom $\underline{i}_{hs,dq}$ sowie der durch das MAF- und Differentiationsnetzwerk bestimmte Sollwert der Netzstromregelung $^1\tilde{\underline{i}}_{hs,dq}$.

$^1\tilde{\underline{i}}_{hs,dq}$ anschließend eine geringfügig erhöhte Verzerrung aufweist, die durch den Wechsel auf das MAF mit einer Fensterlänge von sechzehn hervorgerufen wird. Nach dem Betrieb mit hohen Stromänderungsraten wird ab dem Zeitpunkt $t \approx 160$ ms bis zum nächsten Arbeitspunktwechsel erneut das MAF mit einer Fensterlänge von 320 verwendet, da dies eine zusätzliche Kompensation von niederfrequenten Stromoberschwingungen und eine bessere Rauschunterdrückung ermöglicht. Falls in bestimmten Anwendungen erforderlich, würde die Verwendung zusätzlicher MAFs mit unterschiedlichen Fensterlängen eine Möglichkeit zur weiteren Verbesserung des stationären und dynamischen Verhaltens der Grundschwingungsidentifikation des Sammelschienenstroms darstellen.

6.1.3 Experimentelle Verifikation

Die experimentelle Verifikation erfolgt mit dem in Abschnitt 5.3.1 beschriebenen Versuchsaufbau mit einem 2L-VSC als Hauptstromrichter und einem 2L-VS-AF als entkoppelt betriebenes aktives Filter. Die Stromrichterkonfiguration wird dabei mit den Parametern aus Tabelle 5.7 und der übergeordneten Regelstrategie VIII gemäß Tabelle 4.1 betrieben. Zur Identifikation des Grundschwingungsstroms des Hauptstromrichters wird entsprechend Regelstrategie VIII eine Abtastfrequenz $f_{s,i} = f_{s,af} = 12$ kHz und ein MAF mit einer Fensterlänge von vierzig verwendet, deren Produkt mit der Abtastperiodendauer der Periodendauer der sechsten Harmonischen entspricht und die somit auch eine Kompensation von niederfrequenten Stromoberschwingungen ermöglicht (vgl. Abschnitt 6.2.3).



(a) Ströme des Hauptstromrichters (d) Ströme des Hauptstromrichters

(b) Ströme des aktiven Filters (e) Ströme des aktiven Filters

(c) Netzströme (f) Netzströme

Abbildung 6.9: Gemessene Stromzeitverläufe für das Zuschalten des aktiven Filters an eine belastete Lastleitung (links) und bei einem Arbeitspunktwechsel (rechts).

Die Abbildungen 6.9(a) bis 6.9(c) zeigen die Stromzeitverläufe bei Zuschalten des 2L-VS-AFs an eine belastete Lastleitung, das durch das in Abschnitt 4.3.3 beschriebene Verfahren zur Netzanbindung ermöglicht wird. In Übereinstimmung mit den Simulationsergebnissen aus Abbildung 6.3 weist der Netzstrom nach Schließen des Schalters S_{af} (vgl. Abbildung 4.1) geringere Verzerrungen auf, während die Stromverzerrungen des Hauptstromrichters aufgrund der ab $t = 50\,\text{ms}$ ausschließlichen Dämpfung durch die stromrichterseitige Filterdrossel deutlich zunehmen. Durch die Synchronisation der Ausgangsspannung des 2L-VS-AFs mit der an der Lastleitung anliegenden Spannung kann gemäß Abbildung 4.15 eine erhöhte Grundschwingungsstrombelastung des 2L-VS-AFs im Augenblick des Zuschaltens vermieden werden.
Der Laststrom des aktiven Filters kann gemäß den Abbildungen 6.9(d) bis 6.9(f) auch bei einem Arbeitspunktwechsel in guter Näherung auf Stromverzerrungen des Hauptstromrichters begrenzt werden. Darin ist das aktive Filter bereits zu

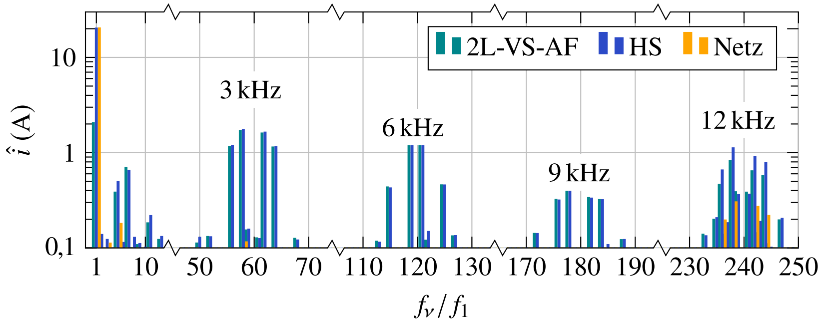


Abbildung 6.10: Harmonische Stromspektren bei einer Ausgangsleistung von 5 kVA mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 22 % für den Hauptstromrichter und 3,4 % für das Netz.

Beginn mit der Lastleitung verbunden und ermöglicht auch im Leerlaufbetrieb des Hauptstromrichters einen geringen Eintrag von Stromverzerrungen ins Netz. Nach $t = 50$ ms geht der Hauptstromrichter durch eine Sollwertänderung in den Betrieb mit einer Ausgangsleistung von 5 kVA über, in dem dessen Ausgangsstrom einen THD von 22 % aufweist. Das aktive Filter nimmt in diesem Arbeitspunkt gemäß Abbildung 6.10 einen Großteil der nieder- und hochfrequenten Stromoberschwingungen des Hauptstromrichters auf und ermöglicht einen näherungsweise sinusförmigen Netzstrom mit einem THD von 3,4 %. In Übereinstimmung mit Abschnitt 5.3 weisen die kompensierten Oberschwingungsströme im dritten Trägerband des Hauptstromrichters Frequenzen oberhalb der Nyquist-Frequenz aus Gleichung (5.14) auf, während aufgrund der Verwendung eines 2L-VS-AFs im Frequenzbereich um $f_{sw,af} = 12$ kHz erkennbare Netzstromverzerrungen auftreten.

6.2 Oberschwingungskompensation und Leistungsfaktorkorrektur von Diodengleichrichtern

Netzseitige Diodengleichrichter werden zur Netzintegration von elektrischen Lasten eingesetzt und zeichnen sich durch geringe Kosten und eine hohe Robustheit aus. Andererseits resultieren aus dem Blindleistungsbedarf infolge der fehlenden Steuerbarkeit und den substantiellen Netzrückwirkungen, die zur Einhaltung der in den Netznormen angegebenen Grenzwerte einen hohen Filteraufwand erfordern, wesentliche Nachteile dieser netzseitigen Stromrichter.
Der durch die übergeordneten Regelstrategien VII und VIII aus Tabelle 4.1 ermöglichte entkoppelte Betrieb von spannungseinprägenden aktiven Filtern erlaubt es, diese gemäß Abbildung 6.11 auch zur Oberschwingungskompensation und Leistungsfaktorkorrektur von Diodengleichrichtern einzusetzen. In gleicher Weise wie bei der Verwendung für aktive Netzstromrichter kann dadurch eine Reduktion der mit einem hohen passiven Filteraufwand verbundenen Nachteile angestrebt werden. In Abschnitt 6.2.1 erfolgt anhand der komplexen Zeigerdiagramme des einphasigen Ersatzschaltbilds zunächst eine Ableitung der für den Betrieb mit und ohne Leistungsfaktorkorrektur erforderlichen elektrischen Grundschwingungsgrößen nach [E9]. Anschließend wird in Abschnitt 6.2.2 das für die Stromrichterkonfiguration in Abbildung 6.11 entwickelte Betriebskonzept simulativ verifiziert und in Abschnitt 6.2.3 die optimale Fensterlänge des eingesetzten MAFs anhand der Simulationsergebnisse diskutiert.

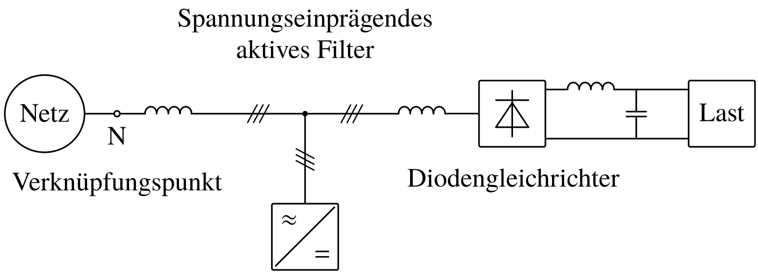


Abbildung 6.11: Blockschaltbild der Netzintegration einer elektrischen Last mit Diodengleichrichter und spannungseinprägendem aktiven Filter.

6.2.1 Einphasiges Ersatzschaltbild und komplexe Zeigerdiagramme

Das einphasige Ersatzschaltbild eines parallel an eine Lastleitung angeschlossenen spannungseinprägenden aktiven Filters ist in Abbildung 6.12(a) dargestellt. Aufgrund der Energieflussrichtung aus dem Netz zum in diesem Fall als Hauptstromrichter bezeichneten Diodengleichrichter befindet sich der Netzanschluss darin auf der linken und der Anschluss an den Diodengleichrichter auf der rechten Seite des aktiven Filters. Abbildung 6.12(b) zeigt unter Vernachlässigung der aktiven Filterverluste das komplexe Zeigerdiagramm der Grundschwingungsgrößen für den Betrieb mit minimaler Strombelastung des spannungseinprägenden aktiven Filters. Aufgrund der fehlenden Steuerbarkeit des Diodengleichrichters kann im Vergleich zum gekoppelten Betrieb von Hauptstromrichter und aktivem Filter gemäß Abbildung 4.15(b) in diesem Fall kein netzseitiger Leistungsfaktor von eins erreicht werden. Die Amplitude und Phasenlage der Ausgangsspannung des aktiven Filters, die in den Abbildungen 6.12(b) bis 6.12(d) die an der Lastleitung anliegende Spannung ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{b}}$ bestimmt, werden so gewählt, dass der resultierende Spannungsabfall über der netzseitigen Filterdrossel zu einer Übereinstimmung der Grundschwingungsanteile des Hauptstromrichterstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs}}$ und des Netzstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{g}}$ führt.

Wie bereits gezeigt wurde, ist bei Berücksichtigung der Hilfsstromrichterverluste sowie der Verwendung von Stromrichtertopologien mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen als aktives Filter zusätzlich zur Bereitstellung von Verzerrungsblindleistung der Austausch einer geringen Grundschwingungsleistung erforderlich. Dieser kann entsprechend Abbildung 6.12(c) durch eine geringfügige Variation von ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{b}}$ durch das aktive Filter erreicht werden, die zu einer Veränderung des Netzstroms ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{g}}$ und damit, unter Annahme eines konstanten Hauptstromrichterstroms, zu einem Grundschwingungsstrom ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af}}$ führt. Im Gegensatz zum gekoppelten Betrieb mit einem aktiven Netzstromrichter, der durch eine Vorsteuerung eine Bereitstellung des für die Energieregelung des aktiven Filters erforderlichen Grundschwingungsstroms durch den Hauptstromrichter ermöglicht (vgl. Abschnitt 4.4), erfolgt der Leistungsaustausch bei dieser Anwendung prinzipbedingt mit dem Netz. Bei dieser Vorgehensweise ist ferner zu beachten, dass aufgrund der Spannungsabhängigkeit zahlreicher passiver Lasten bei einer Änderung von ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{b}}$ eine gleichzeitige Änderung von ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs}}$ zu erwarten ist. Da jedoch nur eine geringfügige Änderung von ${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{b}}$ zur Einstellung des gegenüber dem Netzstrom sehr geringen Grundschwingungsanteils ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af}}$ erforderlich ist, wird die daraus resultierende Abweichung von ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs}}$ als vernachlässigbar angenommen. Zusätzlich zur Oberschwingungsreduktion kann durch aktive Filter auch

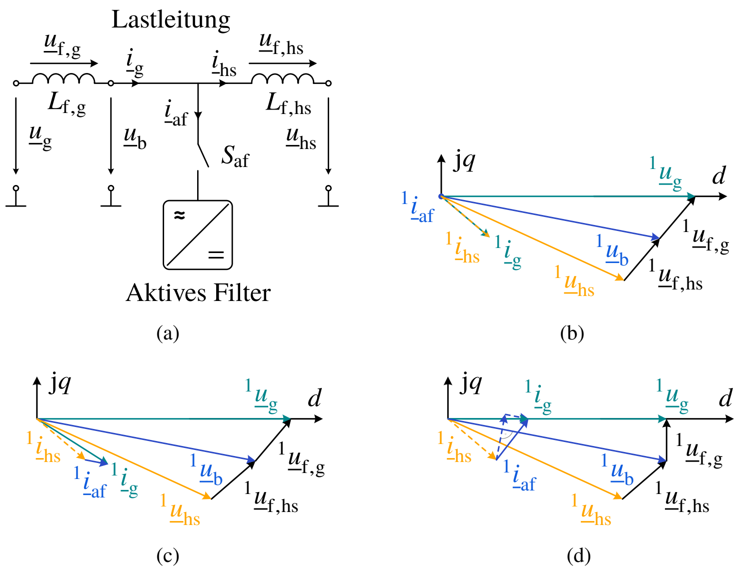


Abbildung 6.12: Einphasiges Ersatzschaltbild eines an eine Lastleitung angeschlossenen aktiven Filters (a) und komplexe Zeigerdiagramme der Grundschwingungsgrößen für die Oberschwingungsreduktion unter idealen Bedingungen (b), Oberschwingungsreduktion und Verlustdeckung (c) sowie Oberschwingungsreduktion, Verlustdeckung und Leistungsfaktorkorrektur (d).

Grundschwingungsblindleistung bereitgestellt und so ein netzseitiger Leistungsfaktor im Bereich von eins erreicht werden (z.B. [92, 120, 121]). Da das spannungseinprägende Filter den Netzstrom mit einer konventionellen Grundschwingungsstromregelung in dq-Koordinaten einstellt, kann die zur Leistungsfaktorkorrektur erforderliche Kompensation der Grundschwingungsblindleistung von stromrichterseitiger Filterdrossel und Diodengleichrichter durch einen netzseitigen Blindstromsollwert von null erreicht werden. Falls infolge der Änderung von $^{1}\underline{u}_{\mathrm{b}}$ erforderlich, würde der netzseitige Wirkstromsollwert anschließend durch die Energieregelung des aktiven Filters so angepasst, dass die aus dem Netz aufgenommene Energie weiterhin den Energieverlusten des aktiven Filters entspricht. Das resultierende komplexe Zeigerdiagramm der elektrischen Grundschwingungsgrößen ist in Abbildung 6.12(d) dargestellt.

6.2.2 Simulative Verifikation

In Abbildung 6.13 wird ein CHB-VS-AF als netzseitiges Filter eines an das 400 V Niederspannungsnetz angeschlossenen sechspulsigen Diodengleichrichters verwendet. Die simulative Verifikation erfolgt für die Parameter aus Tabelle 6.1, wobei zur Identifikation des Grundschwingungsstroms des als Diodengleichrichter ausgeführten Hauptstromrichters ein MAF mit einer Fensterlänge von 320 eingesetzt wird. Abbildung 6.14 zeigt die resultierenden Strom- und Spannungszeitverläufe von Hauptstromrichter, aktivem Filter und Netz. Durch die initiale Erhöhung der Grundschwingungsamplitude des Hauptstromrichterstroms in Abbildung 6.14(d) auf ca. ${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}} = 200$ A wird aufgrund des zu diesem Zeitpunkt noch nicht angeschlossenen CHB-VS-AFs ein für einen Diodengleichrichter charakteristischer Strom mit hohen niederfrequenten Oberschwingungen in das Netz eingeprägt. Nach $t = 50$ ms wird das CHB-VS-AF durch Schließen des Schalters S_{v} passiv vorgeladen und nach $t = 100$ ms durch Schließen des Schalters S_{af} (vgl. Abbildung 4.1) mit der Lastleitung verbunden. Wie in Abbildung 6.14(e) zu sehen ist, kompensiert das CHB-VS-AF ab diesem Zeitpunkt die substantiellen Stromverzerrungen des Hauptstromrichters und ermöglicht einen in sehr guter Näherung sinusförmigen Netzstrom in Abbildung 6.14(f). Die harmonischen Stromspektren in diesem Arbeitspunkt, in dem ein netzseitiger Leistungsfaktor

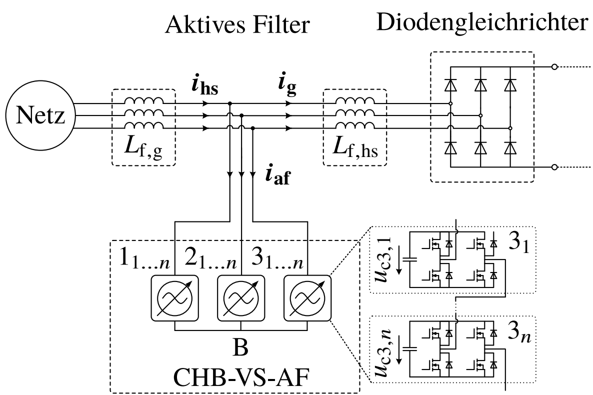
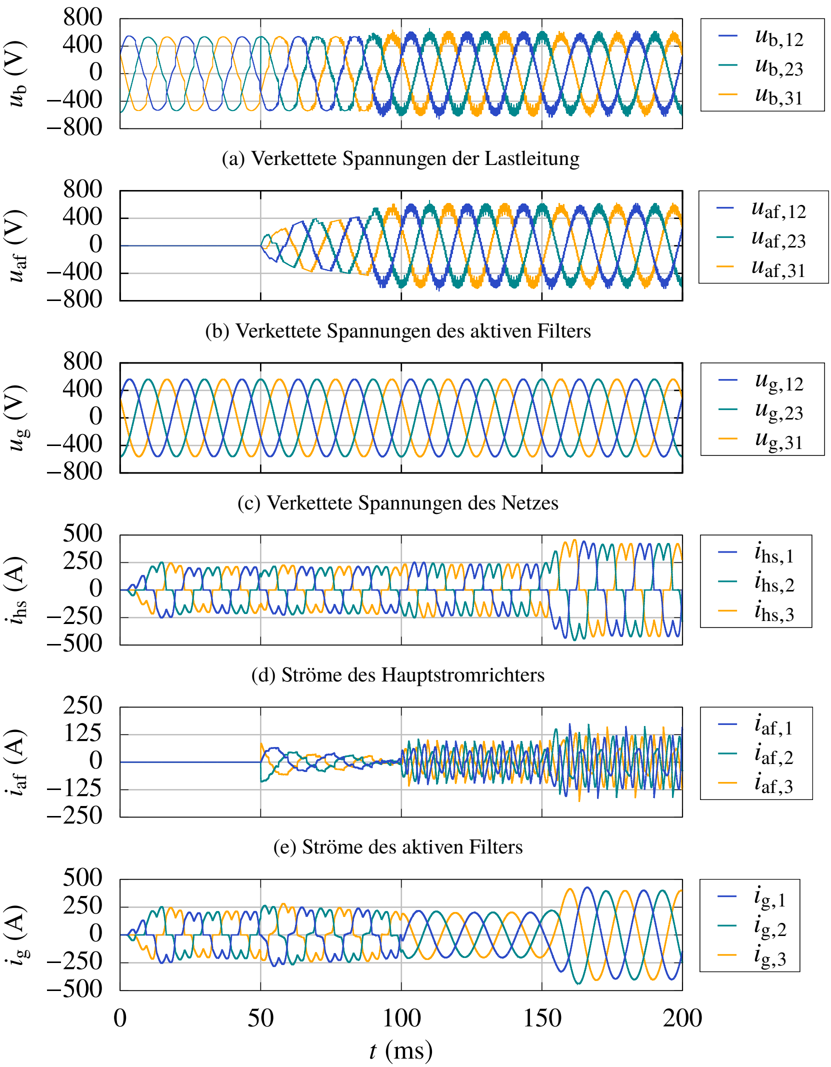


Abbildung 6.13: Stromrichterkonfiguration mit einem Diodengleichrichter als Hauptstromrichter und einem CHB-VS-AF als aktives Filter.



(a) Verkettete Spannungen der Lastleitung

(b) Verkettete Spannungen des aktiven Filters

(c) Verkettete Spannungen des Netzes

(d) Ströme des Hauptstromrichters

(e) Ströme des aktiven Filters

(f) Netzströme

Abbildung 6.14: Diodengleichrichter mit CHB-VS-AF: Strom- und Spannungszeitverläufe der Vorladung und während eines Arbeitspunktwechsels [E9].

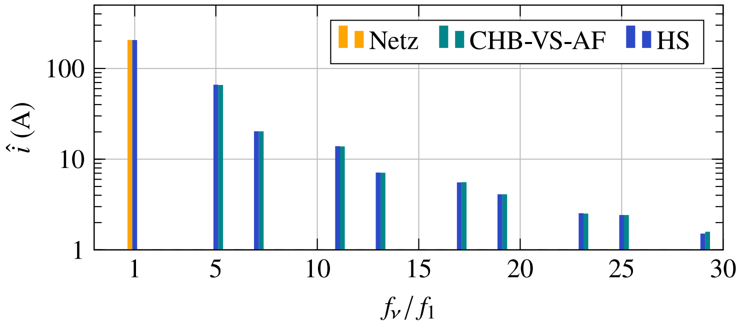


Abbildung 6.15: Harmonische Stromspektren bei einer Ausgangsleistung von 100 kVA mit der Grundschwingungsfrequenz f_1 und den Oberschwingungsfrequenzen $f_\nu = \nu \cdot f_1$. Die THDs der Ströme betragen 34,8 % für den Hauptstromrichter und 0,3 % für das Netz [E9].

von 0,96 resultiert, sind in Abbildung 6.15 dargestellt. Darin sind insbesondere hohe Oberschwingungsamplituden des Hauptstromrichterstroms, der einen THD von 34,8 % aufweist, der fünften und siebten Ordnung zu erkennen, die mehr als 20 % der Grundschwingungsamplitude von 200 A entsprechen. Durch die Oberschwingungskompensation und die netzseitige Stromregelung des CHB-VS-AFs kann dennoch ein THD des Netzstroms von nur 0,3 % erreicht werden. Infolge der Lasterhöhung auf ca. 200 kVA stellt sich nach $t = 150$ ms eine Grundschwingungsamplitude des Hauptstromrichterstroms von ca. ${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}} = 400$ A sowie ein reduzierter netzseitiger Leistungsfaktor von 0,93 ein. Obwohl der Laststrom des CHB-VS-AFs während des transienten Vorgangs auf Stromverzerrungen begrenzt bleibt, ist in Abbildung 6.14(e) aufgrund der lastabhängigen Stromoberschwingungen des Diodengleichrichters ein Anstieg des Stroms $\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$ zu erkennen.
Die Simulationsergebnisse bei zusätzlicher Leistungsfaktorkorrektur durch das CHB-VS-AF sind in Abbildung 6.16 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass die Netzstrangspannung in Abbildung 6.16(a) und der Netzstrom in Abbildung 6.16(d) in sehr guter Näherung in Phase sind und somit ein Leistungsfaktor von eins erreicht wird. Die zusätzliche Blindstromaufnahme führt jedoch gemäß Abbildung 6.16(c) zu einer Zunahme der Strombelastung des CHB-VS-AFs, dessen maximaler Strom $\hat{i}_{\mathrm{af,max}}$ sich im Vergleich zum Betrieb ohne Leistungsfaktorkorrektur in diesem Arbeitspunkt um ca. 30 A von 100 A auf 130 A erhöht.

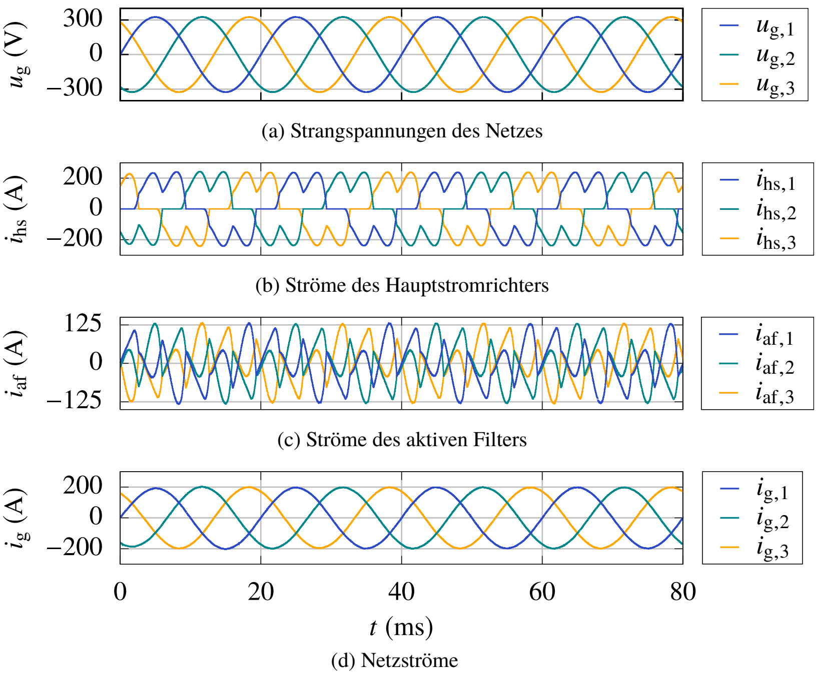


Abbildung 6.16: Diodengleichrichter mit CHB-VS-AF: Strom- und Spannungszeitverläufe bei aktivem Filterbetrieb mit Leistungsfaktorkorrektur [E9].

6.2.3 Optimale Fensterlänge des gleitenden Mittelwertfilters

Den harmonischen Stromspektren in Abbildung 6.15 ist zu entnehmen, dass der Hauptstromrichterstrom insbesondere substantielle Oberschwingungen der harmonischen Ordnungen fünf und sieben sowie elf und dreizehn aufweist. Da die fünfte Harmonische im Dreiphasensystem ein Gegensystem darstellt, entspricht sie in dq-Koordinaten einer sechsten Harmonischen (300 Hz). Gleichzeitig entspricht die siebte Harmonische, die im Gegensatz dazu ein Mitsystem in dreiphasigen Koordinaten darstellt, ebenfalls der sechsten Harmonischen im dq-Koordinatensystem. In gleicher Weise werden die elfte und dreizehnte Harmonische im dq-Koordinatensystem auf die zwölfte Harmonische (600 Hz) abgebildet. Da bei der Verwendung eines MAFs die zu kompensierenden Oberschwingungen mit der niedrigsten Frequenz die minimale Fensterlänge definieren und ferner der Betrag der Übertragungsfunktion der Netzstromregelung im Fre-

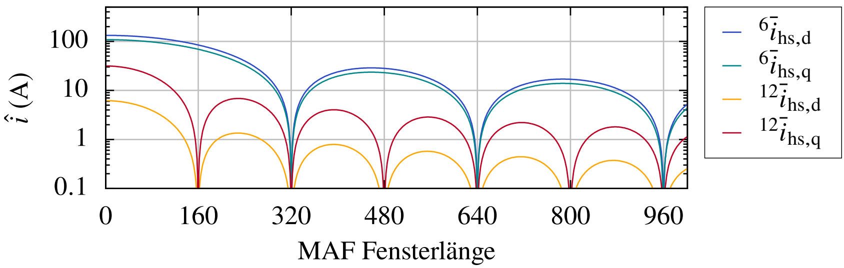


Abbildung 6.17: Harmonische Stromoberschwingungen in Abhängigkeit der MAF Fensterlänge: Anteile im Sollwert der Netzstromregelung $^{\nu}\bar{\underline{i}}_{hs,dq}$ [E9].

quenzbereich der sechsten und zwölften Harmonischen gemäß Abbildung 6.6 näherungsweise eins ist, kommt den Frequenzen 300 Hz und 600 Hz bei der Bestimmung der Fensterlänge des verwendeten MAFs eine wichtige Bedeutung zu. Abbildung 6.17 zeigt den Beitrag der sechsten und zwölften Harmonischen des mit der Abtastfrequenz $f_{s,i} = 96$ kHz überabgetasteten Hauptstromrichterstroms zum Netzstromsollwert in Abhängigkeit der MAF Fensterlänge. Darin wird deutlich, dass eine Fensterlänge von $l \cdot 320$ mit $l = \{\lambda \in \mathbb{N}\}$ ideal zur Unterdrückung der sechsten Harmonischen geeignet ist, da deren Produkt mit der Abtastperiodendauer der Periodendauer von 300 Hz oder einem ganzzahligen Vielfachen dieser entspricht. Analog ergibt sich zur Kompensation der zwölften Harmonischen eine ideale Fensterlänge von $l \cdot 160$. Im Vergleich zu den harmonischen Stromspektren aktiver Netzstromrichter gemäß Abbildung 6.4 bietet die Oberschwingungscharakteristik von Diodengleichrichtern den Vorteil, dass die Frequenzen der dominanten Oberschwingungen in dq-Koordinaten ganzzahligen Vielfachen von 300 Hz entsprechen. Aus diesem Grund existieren gemäß Abbildung 6.17 Fensterlängen von $l \cdot 320$, die eine bestmögliche Unterdrückung all dieser Oberschwingungsfrequenzen ermöglichen, während die jeweils für unterschiedliche Oberschwingungen optimalen Fensterlängen bei aktiven Netzstromrichtern entsprechend Abbildung 6.7 nicht übereinstimmen. Um gleichzeitig eine schnelle Erkennung von Sollwertänderungen und eine Nachführung des Eingangssignals mit geringer Phasenverschiebung in transienten Arbeitspunkten zu erreichen, wird die Fensterlänge auf den geringsten geeigneten Wert von 320 festgelegt. Auch in diesem Fall könnte eine Verbesserung der Laststrombegrenzung des aktiven Filters bei hohen Stromänderungsraten des Hauptstromrichters durch die Verwendung eines weiteren MAFs geringerer Fensterlänge angestrebt

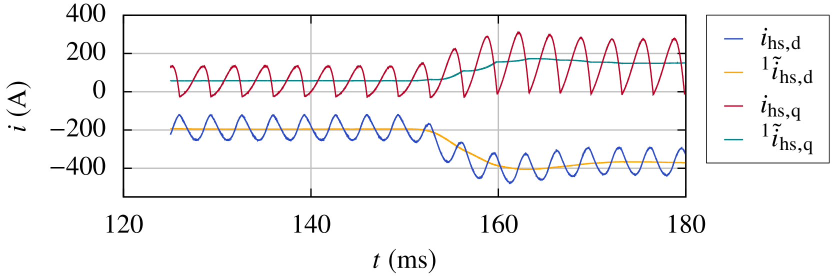


Abbildung 6.18: Überabgetasteter Hauptstromrichterstrom $\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$ sowie der durch das MAF- und Differentiationsnetzwerk bestimmte Sollwert der Netzstromregelung ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$ [E9].

werden. Dies verursacht jedoch gemäß Abbildung 6.17 einen signifikanten Eintrag der sechsten Harmonischen in den Netzstromsollwert, die sich entsprechend des in Abbildung 6.6 gezeigten Übertragungsverhaltens der Netzstromregelung mit nahezu gleicher Amplitude im Netzstrom ausbilden würde.

Die Identifikation des Grundschwingungsstroms des Diodengleichrichters während des zum Zeitpunkt $t = 150\,\mathrm{ms}$ in Abbildung 6.14 stattfindenden Arbeitspunktwechsels ist in Abbildung 6.18 dargestellt. Darin wird deutlich, dass der bestimmte Sollwert der Netzstromregelung im zunächst stationären Betrieb in sehr guter Näherung dem Grundschwingungsanteil des Hauptstromrichterstroms entspricht. Während des Arbeitspunktwechsels weist insbesondere die d-Komponente des Netzstromsollwerts eine erkennbare Phasenverschiebung zum überabgetasteten Hauptstromrichterstrom auf, die jedoch gemäß Abbildung 6.14(e) zu keiner Überstromspitze des aktiven Filters führt.

Die experimentelle Verifikation des entkoppelten Betriebs von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Oberschwingungskompensation und Leistungsfaktorkorrektur von Diodengleichrichtern ist nicht Teil dieser Arbeit. Da dieser auf der bereits in Abschnitt 6.1.3 experimentell verifizierten Regelstrategie basiert ist davon auszugehen, dass die mit einem praktischen Aufbau erzielbaren Messergebnisse eine gute Übereinstimmung mit den in diesem Abschnitt dargestellten Simulationsergebnissen aufweisen würden.

7 Zusammenfassung

Zur Einhaltung der in den Netznormen definierten harmonischen Grenzwerte werden in kommerziell verfügbaren Netzstromrichtern passive Ausgangsfilter eingesetzt. Der LCL-Filter stellt die derzeit am häufigsten verwendete Filterkonfiguration dar, dessen Einsatz mit wichtigen Nachteilen wie hohen Kosten, hohen Spannungsabfällen, substantiellen Energieverlusten und einer erhöhten Schwingungsanfälligkeit verbunden ist. Durch die gegenwärtige Transformation der elektrischen Energieversorgung und der damit einhergehenden zunehmenden Durchdringung der Stromnetze mit Leistungselektronik ist zu erwarten, dass zukünftige Netznormen verringerte Grenzwerte für stromrichterbedingte Oberschwingungen enthalten werden. Dies würde zu einer weiteren Erhöhung des passiven Filteraufwands von Netzstromrichtern führen oder den Einsatz von SiC-basierten Stromrichtern oder Mehrpunkt-Stromrichtern mit höheren effektiven Schaltfrequenzen erfordern.

Zur Vermeidung der damit verbundenen Nachteile wird in der vorliegenden Arbeit der Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Oberschwingungsreduktion von Netzstromrichtern vorgeschlagen. Für diese neuartige Stromrichterkonfiguration wird ein Betriebskonzept entwickelt, das im Vergleich zu konventionellen aktiven Filtern, die typischerweise zur Kompensation der niederfrequenten Oberschwingungsströme von passiven Lasten eingesetzt werden und deren kompensierbarer Frequenzbereich die Schaltfrequenzen von aktiven Netzstromrichtern in der Regel nicht ausreichend abdeckt, keine Identifikation oder Regelung von Stromverzerrungen erfordert.

Zunächst wird der Stand der Technik bei passiven und aktiven Filtern dargestellt und das Potential dieser Filterkonfigurationen zur Oberschwingungsreduktion aktiver Netzstromrichter analysiert. Es zeigt sich, dass insbesondere das für diese Anwendung bisher nicht eingesetzte spannungseinprägende aktive Filter vielversprechende Eigenschaften zur Erfüllung der Zielsetzung dieser Arbeit aufweist. Für die resultierende Stromrichterkonfiguration, die aus einem Hauptstromrichter hoher Leistung und einem nur für einen geringen Anteil der Gesamtleistung ausgelegten aktiven Filter besteht, erfolgt eine allgemeingültige und von den Topologien der eingesetzten Stromrichter unabhängige Modellbildung. Für das aktive Filter, das lediglich Blindleistung bereitstellt, wird ein Betrieb ohne externe Spannungsversorgung angestrebt, der jedoch eine Einstellung und Überwachung der in dessen kapazitiven Energiespeichern gespeicherten Energie erfordert. In Anlehnung an die in vorangegangenen Arbeiten vorgeschlagene getrennte Beschreibung der Leistungskomponenten von modularen Mehrpunkt-Stromrichtern werden dafür die Leistungskomponenten des aktiven Filters hergeleitet, die zu Änderungen von dessen Energiezustand führen. Die durch die impedanzlose Anbindung des aktiven Filters an die Lastleistung erreichte Entkopplung des Netzstroms vom Hauptstromrichter ermöglicht ferner die Ableitung einer Strategie zur Oberschwingungsreduktion, die auf konventionellen Grundschwingungsregelungen basiert und die eine Auslegung auf konkrete Frequenzwerte sowie die Messung und Regelung von Stromverzerrungen vermeidet.
Ausgehend von den abgeleiteten stromrichter- und netzseitigen Modellen erfolgt ein Regelungsentwurf, der die Grundlage für eine Implementierung der neuartigen Stromrichterkonfiguration darstellt. In diesem Zuge werden unter Berücksichtigung der Entwurfsziele, die eine Laststrombegrenzung des aktiven Filters in transienten und stationären Arbeitspunkten, eine Regelung der im aktiven Filter gespeicherten Energie und die Kompensation von Stromoberschwingungen bis in den Kilohertz-Bereich umfassen, acht übergeordnete Regelstrategien entwickelt und hinsichtlich der zu erwartenden Eigenschaften verglichen. Deren wichtigstes Unterscheidungsmerkmal stellt das Vorhandensein einer Regelungskopplung zwischen Hauptstromrichter und aktivem Filter dar, da diese die Einsatzmöglichkeiten der aktiven Filterkonfiguration bestimmt. Bei allen Regelstrategien können zur Hauptstromrichter- und Netzstromregelung konventionelle Grundschwingungsregelungen in rotierenden dq-Koordinaten auf der Basis von PI-Reglern verwendet werden, deren Ausführung auch als Stromzustandsregelung mit endlicher Einstellzeit möglich ist. Im Fall einer gekoppelten Regelung kann ferner eine Hystereseregelung des aktiven Filterstroms durch den Hauptstromrichter erfolgen, der dafür jedoch mit einer erhöhten Abtastfrequenz zu betreiben ist. Hinsichtlich der Begrenzung des aktiven Filterstroms auf Stromverzerrungen des Haupt-

stromrichters, die durch die Übereinstimmung der stromrichter- und netzseitigen Grundschwingungsströme erreicht wird, bietet der gekoppelte Betrieb von Hauptstromrichter und aktivem Filter den Vorteil, dass diese identische Stromsollwerte verwenden können oder eine präzise Stromprädiktion des Hauptstromrichterstroms durch das aktive Filter möglich ist. Im Fall einer Regelungsentkopplung von Hauptstromrichter und aktivem Filter, die zu einer deutlichen Erweiterung des Anwendungsfelds führt, ist der Grundschwingungsanteil des Hauptstromrichterstroms durch ein Filter- und Differentiationsnetzwerk aus dem Messwert zu extrahieren, wodurch die Begrenzung des aktiven Filterstroms in transienten Arbeitspunkten beeinträchtigt wird.

Die simulative Verifikation der Integration von spannungseinprägenden aktiven Filtern in aktive Netzstromrichter erfolgt für einen als aktives Filter eingesetzten Zweipunkt-Hilfsstromrichter mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis und einen kaskadierten Mehrpunkt-Hilfsstromrichter mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen. Die Ergebnisse zeigen eine Kompensation der schaltfrequenten Stromoberschwingungen eines Zweipunkt-Hauptstromrichters im Kilohertz-Bereich, eine präzise Einstellung der im aktiven Filter gespeicherten Energie und eine zuverlässige Begrenzung des aktiven Filterstroms auf Stromverzerrungen in stationären und transienten Arbeitspunkten. Erwartungsgemäß erreichen die gekoppelten Regelstrategien geringere Maximalwerte der aktiven Filterströme und geringere Anregelzeiten bei Arbeitspunktänderungen.

Der Vergleich zu aktiven Netzstromrichtern mit LCL-Filter ergibt für einen Zweipunkt-Stromrichter mit einer Nennleistung von 1 MVA zur Anwendung im 690 V Niederspannungsnetz in Abhängigkeit der Netznorm eine mögliche Reduktion der induktiven Filterkomponenten um über 50 % und eine mögliche Erhöhung des Gesamtwirkungsgrads um über 0,5 Prozentpunkte, während das Nennstromverhältnis der in aktivem Filter und Hauptstromrichter eingesetzten Leistungshalbleiter nur 15 % beträgt. Am Beispiel eines Dreipunkt-Stromrichtersystems mit einer Nennleistung von 5 MVA für das 3,3 kV Mittelspannungsnetz werden ferner die grundlegenden Unterschiede der Strom- und Spannungscharakteristiken des Hauptstromrichters in Abhängigkeit der Filterkonfiguration aufgezeigt, die bei Verwendung eines aktiven Filters unter fast allen Lastbedingungen höhere Ausgangsleistungen und Wirkungsgrade des Gesamtsystems ermöglichen.

Die experimentelle Verifikation des entwickelten Betriebskonzepts erfolgt mit einem Zweipunkt-Hauptstromrichter für einen als aktives Filter eingesetzten Zweipunkt-Hilfsstromrichter mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis und einen im Rahmen dieser Arbeit implementierten kaskadierten Mehrpunkt-Hilfsstromrichter mit verteilten Gleichspannungszwischenkreisen. In beiden

Fällen ermöglicht das mit einer Abtastfrequenz von 12 kHz betriebene aktive Filter die Kompensation von Stromoberschwingungen mit Frequenzen über 9 kHz und damit bis oberhalb der Nyquist-Frequenz, wodurch die auf der ausschließlichen Regelung von Grundschwingungsgrößen basierende Strategie zur Oberschwingungsreduktion validiert wird.
Durch die Verwendung eines konventionellen Zweipunkt- oder Dreipunkt-Hauptstromrichters und eines Hilfsstromrichters höherer Komplexität und geringerer Leistung als aktives Filter ermöglicht es das vorgeschlagene Betriebskonzept, gleichzeitig eine hohe Nennleistung und Ausgangsspannungsqualität der neuartigen Stromrichterkonfiguration zu erreichen. Bei Netzstromrichtern bietet diese Kombination insbesondere bei großen Leistungen ein signifikantes Potential zur Reduktion des hohen passiven Filteraufwands und der damit verbundenen Nachteile, wobei der Ersatz der passiven Filterkondensatoren eines LCL-Filters durch einen Hilfsstromrichter die Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Stromrichterkonfiguration beeinträchtigen könnte. Auch in weiteren Anwendungsfeldern wie Laborspannungsquellen, PHIL-Systemen und elektrischen Antrieben kann die vorgeschlagene Stromrichterkonfiguration, die einen in guter Näherung frequenzunabhängigen Betrieb bis zu einer Ausgangsfrequenz von null Hertz ermöglicht, eine vielversprechende Alternative zu SiC-basierten Stromrichtern und konventionellen Mehrpunkt-Stromrichtern mit vergleichbaren Leistungsmerkmalen darstellen.
Die entkoppelten Regelstrategien ermöglichen darüber hinaus einen vom Hauptstromrichter unabhängigen Betrieb von spannungseinprägenden aktiven Filtern. Dadurch können diese z.B. in einem Stromrichterverbund wie einem Wind- oder Solarpark als Einzelgeräte zur Oberschwingungskompensation von mehreren parallelen Stromrichtern eingesetzt werden und deren passiven Filteraufwand reduzieren. Die simulative und experimentelle Verifikation des entkoppelten aktiven Filterbetriebs zur Kompensation der Stromverzerrung aktiver Netzstromrichter zeigt einen zu den Ergebnissen bei Verwendung einer gekoppelten Regelung vergleichbaren kompensierbaren Frequenzbereich des aktiven Filters sowie die Möglichkeit, dieses auch an eine bereits belastete Lastleitung anzubinden. Darüber hinaus wird durch Simulationsergebnisse gezeigt, dass die unabhängige Regelung des aktiven Filters auch eine Oberschwingungskompensation und Leistungsfaktorkorrektur von Diodengleichrichtern erlaubt, die zur Netzintegration von elektrischen Lasten wie Industrieantrieben und Elektrolyseanlagen eingesetzt werden können. Ferner ist dadurch ein Einsatz in stromrichterdominierten Netzen wie Microgrids möglich, in denen das spannungseinprägende aktive Filter mit verschiedenen parallelen Lasten wie konventionellen Stromrichtern mit passiven Filtern, elektrischen Antrieben oder Diodengleichrichtern betrieben wird. Dieses

kann dabei durch eine netzdienliche Regelung unter Berücksichtigung möglicher Fehlerfälle im Netzbetrieb, oberschwingungsbehafteten Netzspannungen und gegenseitigen Beeinflussungen von Netzbetriebsmitteln zur Sicherstellung einer hohen Energiequalität und Versorgungsstabilität beitragen.

Symbolverzeichnis

Abkürzungen

2L-VS-AF	2-Level-Voltage Source-Active Filter
2L-VSC	2-Level-Voltage Source Converter
3L-NPC-VSC	3-Level-Neutral Point Clamped-Voltage Source Converter
3L-TNPC-VSC	3-Level-T-Type Neutral Point Clamped-Voltage Source Converter
AC	Alternating Current
ADC	Analog-to-Digital Converter
AF	Aktives Filter
AP	Arbeitspunkt
CHB-VS-AF	Cascaded H-Bridge-Voltage Source-Active Filter
CHB-VSC	Cascaded H-Bridge-Voltage Source Converter
CSI	Current Source Inverter
DC	Direct Current
DDSRF	Double Decoupled Synchronous Reference Frame
FIR	Finite Impulse Response
FLC-VSC	Flying Capacitor-Voltage Source Converter
FPGA	Field Programmable Gate Array
GR	Grundschwingungsregelung
HS	Hauptstromrichter
Hybrid-AF	Hybrid Active Filter
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
LUT	Lookup-Tabelle

M3C	Modular Multilevel Matrix Converter
MAF	Moving Average Filter
MMC	Modular Multilevel Converter
MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor
MPP	Maximum Power Point
Nr.	Nummer
PCC	Point of Common Coupling
PHIL	Power Hardware In the Loop
PI-Regler	Proportional-Integral-Regler
PLL	Phase-Locked Loop
PWM	Pulsweitenmodulation
Q.	Quelle
S.	Senke
SCR	Short Circuit Ratio
SHEPWM	Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation
Shunt-AF	Shunt Active Filter
Si	Silizium
SiC	Siliziumcarbid
SOA	Safe Operating Area
SOM	System On Module
SSW	Stromsollwert
STATCOM	Static Synchronous Compensator
SVC	Static Var Compensator
SVM	Space Vector Modulation
TDD	Total Demand Distortion
THD	Total Harmonic Distortion
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter
USV	Unterbrechungsfreie Stromversorgung
VS-AF	Voltage Source-Active Filter
VSC	Voltage Source Converter
VVHS	Virtual Voltage Harmonic Spectrum

Formelzeichen

Mathematische Ausdrücke

x	Skalar
$\boldsymbol{x}$	Vektor
$\boldsymbol{X}$	Matrix
$\underline{x}$	Raumzeiger
${}^{1}x$	Mitsystemgröße mit Grundschwingungsfrequenz
${}^{-1}x$	Gegensystemgröße mit Grundschwingungsfrequenz
${}^{\mu,\nu}x$	Harmonische der Ordnung μ,ν
$\hat{x}$	Amplitude
$\overline{x}$	Gleitender Mittelwert
${}^{1}\tilde{x}$	Näherung von ${}^{1}x$
x^{*}	Sollwert
x'	Bezogene Größe
$\dot{x}$	Zeitableitung
j	Imaginäre Einheit
s	Komplexe Variable
z	Komplexe z-Variable

Wichtige Indizes

0	Gleichtaktkomponente
1, 2, 3	Größen der Phasen 1-3
12, 23, 31	Verkettete Größen
αβ	$\alpha\beta$-Komponenten
af	Größe des aktiven Filters
dq	dq-Komponenten
f	Größe eines passiven Filterbauelements
g	Größe der Netzseite
ind, kap	Induktiver bzw. kapazitiver Leistungsfaktor
hs	Größe der Stromrichterseite
n	Strangspannung
r	Nenngröße

Spezifische Größen

$\mathbf{C}$	Transformationsmatrix der Clarke-Transformation
$\mathbf{C}^{-1}$	Transformationsmatrix der inversen Clarke-Transformation
C_{af}	Zwischenkreis- bzw. Zellkapazität des aktiven Filters
C'_{af}	Bezogene Zwischenkreiskapazität des aktiven Filters
C_{d}	Dämpfungskapazität
C'_{d}	Bezogene Dämpfungskapazität
C_{f}	Kapazität des Filterkondensators
C'_{f}	Bezogene Kapazität des Filterkondensators
C_{hs}	Zwischenkreis- bzw. Zellkapazität des aktiven Filters
d	Anzahl von Abtastperiodendauern
d_{i}	Nennstromverhältnis der Leistungshalbleiter von aktivem Filter und Hauptstromrichter
ζ_{p}	Dämpfungsfaktor des LCL-Filters
η_{af}	Gesamtwirkungsgrad des Stromrichtersystems mit aktivem Filter
η_{ges}	Gesamtwirkungsgrad des Stromrichtersystems
$\eta_{\mathrm{LCL-R}}$	Gesamtwirkungsgrad des Stromrichtersystems mit LCL-Filter bei resistiver Dämpfung
$\eta_{\mathrm{LCL-RL}}$	Gesamtwirkungsgrad des Stromrichtersystems mit LCL-Filter bei Tiefpass-Dämpfung
$\eta_{\mathrm{LCL-RLC}}$	Gesamtwirkungsgrad des Stromrichtersystems mit LCL-Filter bei resonanter Dämpfung
ϑ_{j}	Sperrschichttemperatur eines Leistungshalbleiters
f_{1}	Grundschwingungsfrequenz
f_{g}	Netzfrequenz
$f_{\mathrm{s,i}}$	Abtastfrequenz zur Identifikation von ${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$
f_{ν}	Oberschwingungsfrequenz
$f_{\mathrm{ny,af}}$	Nyquist-Frequenz der durch die aktive Filterregelung abgetasteten Messgrößen
f_{res}	Resonanzfrequenz des LCL-Filters
f_{s}	Abtastfrequenz

$f_{\mathrm{s,af}}$	Abtastfrequenz des aktiven Filters
$f_{\mathrm{s,hs}}$	Abtastfrequenz des Hauptstromrichters
f_{sw}	Trägerfrequenz
$f_{\mathrm{sw,af}}$	Trägerfrequenz des aktiven Filters
$f_{\mathrm{sw,hs}}$	Trägerfrequenz des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{d,af}}$	Übertragungsfunktion eines Verzögerungsglieds der Stromregelung des aktiven Filters
$G_{\mathrm{dc,w}}$	Faktor zur Berechnung der in den Phasen des aktiven Filters gespeicherten Energie
$G_{\mathrm{d,hs}}$	Übertragungsfunktion eines Verzögerungsglieds der Stromregelung des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{d,i,hs}}$	Übertragungsfunktion des Totzeitglieds des Stromregelkreises des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{ff,af}}$	Übertragungsfunktion der Vorsteuerung des Spannungsabfalls über der netzseitigen Filterdrossel
$\tilde{G}_{\mathrm{ff,af}}$	Übertragungsfunktion der Vorsteuerung der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{ff,hs}}$	Übertragungsfunktion der Vorsteuerung des Spannungsabfalls über der stromrichterseitigen Filterdrossel
$\tilde{G}_{\mathrm{ff,hs}}$	Übertragungsfunktion der Vorsteuerung der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{f,w}}$	Übertragungsfunktion eines PT1-Glieds
$G_{\mathrm{i,af}}$	Übertragungsfunktion des geschlossenen Netzstromregelkreises des aktiven Filters
$\boldsymbol{G}_{\boldsymbol{\Delta}\mathbf{p,w}}$	Übertragungsfunktion zur Bestimmung der Gleichtaktspannungs- und Stromsollwerte aus dem Sollwert der $\alpha\beta$-Leistung des aktiven Filters
$G_{\Sigma\mathrm{p,w}}^{-1}$	Faktor zur Bestimmung der Gleichtaktleistung aus dem Wirkstrom und der Spannung des aktiven Filters
$\tilde{G}_{\Sigma\mathrm{p,w}}$	Faktor zur Bestimmung des Wirkstromsollwerts aus dem Sollwert der Gleichtaktleistung des aktiven Filters
$G_{\Delta\mathrm{r,w}}$	Übertragungsfunktion des Reglers zur Energiesymmetrierung

$G_{\mathrm{ri,af}}$	Übertragungsfunktion des Integralanteils des Stromreglers des aktiven Filters
$\tilde{G}_{\mathrm{ri,af}}$	Übertragungsfunktion des Integralanteils des Stromzustandsreglers des aktiven Filters
$G_{\mathrm{ri,hs}}$	Übertragungsfunktion des Integralanteils des Stromreglers des Hauptstromrichters
$\tilde{G}_{\mathrm{ri,hs}}$	Übertragungsfunktion des Integralanteils des Stromzustandsreglers des Hauptstromrichters
$\tilde{G}_{\mathrm{ro,af}}$	Vorfaktor der Stromzustandsregelung des aktiven Filters
$\tilde{G}_{\mathrm{ro,hs}}$	Vorfaktor der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{rp,af}}$	Übertragungsfunktion des Proportionalanteils des Stromreglers des aktiven Filters
$\tilde{G}_{\mathrm{rp,af}}$	Übertragungsfunktion des Proportionalanteils des Stromzustandsreglers des aktiven Filters
$G_{\mathrm{rp,hs}}$	Übertragungsfunktion des Proportionalanteils des Stromreglers des Hauptstromrichters
$\tilde{G}_{\mathrm{rp,hs}}$	Übertragungsfunktion des Proportionalanteils des Stromzustandsreglers des Hauptstromrichters
$G_{\Sigma\mathrm{r,w}}$	Übertragungsfunktion des Gesamtenergiereglers
$\tilde{G}_{\mathrm{sp,af}}$	Faktor zur Prädiktion der Änderung des Hauptstromrichterstroms in der nächsten Abtastperiode
$G_{\mathrm{st,af}}$	Streckenübertragungsfunktion des aktiven Filters
$G_{\mathrm{st,hs}}$	Streckenübertragungsfunktion des Hauptstromrichters
$\tilde{G}_{\mathrm{t,af}}$	Totzeitbeiwert der Stromzustandsregelung des aktiven Filters
$\tilde{G}_{\mathrm{t,hs}}$	Totzeitbeiwert der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters
$G_{\mathrm{w,af}}$	Streckenübertragungsfunktion der Energieregelung des aktiven Filters
$\tilde{G}_{\mathrm{x,af}}$	Impedanz der stromrichterseitigen Filterdrossel
$\tilde{G}_{\mathrm{z,af}}$	Verstärkungsfaktor zur Störgrößenaufschaltung der Stromzustandsregelung des aktiven Filters

$\tilde{G}_{\mathrm{z,hs}}$	Verstärkungsfaktor zur Störgrößenaufschaltung der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters
$\underline{Y}_{\mathrm{g,s}}$	Übertragungsfunktion einer passiven Filterkonfiguration
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$	Strom des aktiven Filters
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$	Mitsystem des aktiven Filterstroms
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}^{*}_{\mathbf{af}}$	Sollwert für das Mitsystem des aktiven Filterstroms
${}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$	Gegensystem des aktiven Filterstroms
${}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{af}}$	Harmonische des aktiven Filterstroms der Ordnung ν
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{af},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des aktiven Filterstroms
$\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger des aktiven Filterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Mitsystems des aktiven Filterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{-1}\underline{i}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Gegensystems des aktiven Filterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{i}^{*}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Sollwertraumzeiger des aktiven Filterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{af,dq}}$	dq-Komponenten des aktiven Filterstroms
${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{af,dq}}$	Raumzeiger des Mitsystems des aktiven Filterstroms in dq-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}^{*}_{\Delta\mathrm{af,dq}}$	Sollwertraumzeiger des Blindstroms des aktiven Filters in dq-Koordinaten
${}^{1}\hat{i}^{*}_{\Delta\mathrm{af,dq}}$	Betrag des Sollwertraumzeigers des Blindstroms des aktiven Filters in dq-Koordinaten
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}^{*}_{\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{af,dq}}$	dq-Komponenten des Wirkstromsollwerts des aktiven Filters
${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{af,dq}}$	Sollwertraumzeiger des Mitsystems des aktiven Filterstroms in dq-Koordinaten
${}^{1}\hat{i}^{*}_{\Delta\mathrm{af,dq}}$	Betrag des Sollwertraumzeigers des Mitsystemstroms des aktiven Filters in dq-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$	Sollwertraumzeiger des Wirkstroms des aktiven Filters in dq-Koordinaten
${}^{1}\hat{i}^{*}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$	Betrag des Sollwertraumzeigers des Wirkstroms des aktiven Filters in dq-Koordinaten
$\underline{i}_{\mathrm{af,dq}}$	Raumzeiger des aktiven Filterstroms in dq-Koordinaten
$\underline{i}^{*}_{\mathrm{af,dq}}$	Sollwertraumzeiger des aktiven Filterstroms in dq-Koordinaten

$\underline{i}_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$	Raumzeiger des Wirkanteils des aktiven Filterstroms in dq-Koordinaten
$\underline{i}^*_{\Sigma\mathrm{af,dq}}$	Raumzeiger des Wirkstromsollwerts des aktiven Filters in dq-Koordinaten
$\hat{i}_{\mathrm{af,max}}$	Maximaler Laststrom des aktiven Filters
$\dot{\underline{i}}^*_{\mathrm{max}}$	Maximale Änderungsrate des Stromsollwerts
$I_{\mathrm{C,nom}}$	Maximaler Kollektor-Dauergleichstrom
I_{CRM}	Periodischer Kollektor-Spitzenstrom
$I_{\mathrm{D,nom}}$	Maximaler Drain-Dauergleichstrom
$\underline{i}_{\mathrm{f,c,dq}}$	Raumzeiger des Stroms durch die Reihenschaltung von Filterkondensatoren und Dämpfungskreis
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}$	Netzstrom
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}$	Mitsystem des Netzstroms
${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$	Amplitude des Mitsystems des Netzstroms
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}^*_{\mathbf{g}}$	Sollwert für das Mitsystem des Netzstroms
$\underline{i}_{\mathrm{g}}$	Komplexer Netzstrom
${}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}$	Gegensystem des Netzstroms
${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{g}}$	Amplitude des Gegensystems des Netzstroms
${}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{g}}$	Amplitude einer Netzstromharmonischen der Ordnung ν
${}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g}}$	Netzstromharmonische der Ordnung ν
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Netzstroms
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Mitsystems des Netzstroms
${}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Gegensystems des Netzstroms
${}^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten einer Netzstromharmonischen der Ordnung ν
$\underline{i}_{\mathrm{g},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Netzstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{g},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Mitsystems des Netzstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{-1}\underline{i}_{\mathrm{g},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Gegensystems des Netzstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{i}_{\mathrm{g,dq}}$	Raumzeiger des Netzstroms in dq-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{g,dq}}$	Raumzeiger des Mitsystems des Netzstroms in dq-Koordinaten

${}^{1}\dot{\boldsymbol{i}}_{\mathbf{g,dq,max}}$	dq-Komponenten der maximalen Änderungsrate des Mitsystems des Netzstroms
${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{g,dq}}$	Sollwertraumzeiger des Mitsystems des Netzstroms in dq-Koordinaten
${}^{1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{g,dq}}$	dq-Komponenten des Mitsystems des Netzstroms
${}^{\nu}\underline{i}_{\mathrm{g,dq}}$	Raumzeiger der Netzstromoberschwingungen in dq-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}^{*}_{\mathrm{hs,dq}}$	Sollwertraumzeiger des Mitsystemstroms des Hauptstromrichters in dq-Koordinaten
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}$	Strom des Hauptstromrichters
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs1}}$	Strom des Hauptstromrichters 1
${}^{1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}$	Mitsystem des Hauptstromrichterstroms
${}^{1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$	Amplitude des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms
${}^{1}\boldsymbol{i}^{*}_{\mathbf{hs}}$	Sollwert für das Mitsystem des Hauptstromrichterstroms
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs2}}$	Strom des Hauptstromrichters 2
${}^{-1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}$	Gegensystem des Hauptstromrichterstroms
${}^{\nu}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$	Amplitude einer Harmonischen des Hauptstromrichterstroms der Ordnung ν
${}^{\nu}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs}}$	Harmonische des Hauptstromrichterstroms der Ordnung ν
${}^{-1}\hat{i}_{\mathrm{hs}}$	Amplitude des Gegensystems des Hauptstromrichterstroms
$\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Hauptstromrichterstroms
${}^{1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms
${}^{-1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Gegensystems des Hauptstromrichterstroms
${}^{\nu}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten einer Harmonischen des Hauptstromrichterstroms der Ordnung ν
$\underline{i}_{\mathrm{hs},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Hauptstromrichterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{-1}\underline{i}_{\mathrm{hs},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Gegensystems des Hauptstromrichterstroms in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$	Raumzeiger des Hauptstromrichterstroms in dq-Koordinaten

${}^{1}\underline{i}_{\mathrm{hs,dq}}$	Raumzeiger des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms in dq-Koordinaten
${}^{1}\boldsymbol{i}^{*}_{\mathbf{hs,dq,max}}$	dq-Komponenten der maximalen Sollwertänderungsrate des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms
${}^{1}\boldsymbol{i}_{\mathbf{hs,dq}}$	dq-Komponenten des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms
${}^{1}\tilde{\boldsymbol{i}}_{\mathbf{hs,dq}}$	Näherung des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms in dq-Koordinaten
$\bar{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$	Raumzeiger des gleitenden Mittelwerts des Hauptstromrichterstroms in dq-Koordinaten
${}^{1}\bar{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$	Grundschwingung von ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$
${}^{\nu}\bar{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$	Oberschwingung von ${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$
${}^{1}\tilde{\underline{i}}_{\mathrm{hs,dq}}$	Raumzeiger der Näherung des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms in dq-Koordinaten
$\underline{i}^{*}_{\mathrm{os}}$	Sollwertraumzeiger des Überschwingens der Stromtrajektorie
I_{r}	Nennstrom
$\underline{i}^{*}_{\mathrm{us}}$	Ungeglätteter Sollwertraumzeiger des Stroms
k	Nummerierung der Abtastzeitpunkte
$K_{\Delta\mathrm{ri,w}}$	Integralanteil des Reglers zur Energiesymmetrierung
$K_{\Delta\mathrm{rp,w}}$	Proportionalanteil des Reglers zur Energiesymmetrierung
$K_{\mathrm{ri,af}}$	Integralanteil des Stromreglers des aktiven Filters
$K_{\mathrm{ri,hs}}$	Integralanteil des Stromreglers des Hauptstromrichters
$K_{\mathrm{rp,af}}$	Proportionalanteil des Stromreglers des aktiven Filters
$K_{\mathrm{rp,hs}}$	Proportionalanteil des Stromreglers des Hauptstromrichters
$K_{\Sigma\mathrm{ri,w}}$	Integralanteil des Gesamtenergiereglers
$K_{\Sigma\mathrm{rp,w}}$	Proportionalanteil des Gesamtenergiereglers
L_{d}	Dämpfungsinduktivität
L'_{d}	Bezogene Dämpfungsinduktivität
L_{f}	Induktivität einer Filterdrossel
L'_{f}	Bezogene Gesamtinduktivität der Filterdrosseln
$L_{\mathrm{f,g}}$	Induktivität der netzseitigen Filterdrossel
$L'_{\mathrm{f,g}}$	Bezogene Induktivität der netzseitigen Filterdrossel
$L_{\mathrm{f,hs}}$	Induktivität der stromrichterseitigen Filterdrossel

$L'_{\mathrm{f,hs}}$	Bezogene Induktivität der stromrichterseitigen Filterdrossel
m	Verhältnis der Trägerfrequenzen von aktivem Filter und Hauptstromrichter mit $m = \{h \in \mathbb{N} \mid h \geq 2\}$
m_{a}	Modulationsgrad
M_{g}	Netzseitige Masche
M_{hs}	Stromrichterseitige Masche
μ	Harmonische Ordnung $\mu = \{h \in \mathbb{Z}\}$
n	Vollbrückenanzahl in den Phasen des aktiven Filters
ν	Harmonische Ordnung $\nu = \{h \in \mathbb{Z}\}$
$\boldsymbol{p}_{\mathbf{I-XVI},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$	$\alpha\beta$- und Gleichtaktanteile der Leistungskomponenten I-XVI des aktiven Filters nach Tabelle 3.1
$\hat{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Betrag des Sollwertraumzeigers der aktiven Filterleistung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\mathbf{P}$	Transformationsmatrix zur Überführung der 123-Koordinaten einer dreiphasigen Größe in $dq0$-Koordinaten
$\mathbf{P}_{\boldsymbol{\alpha\beta}}$	Transformationsmatrix der Park-Transformation
$\mathbf{P}^{-1}_{\boldsymbol{\alpha\beta}}$	Transformationsmatrix der inversen Park-Transformation
$\mathbf{P}^{-1}$	Transformationsmatrix zur Überführung der $dq0$-Koordinaten einer dreiphasigen Größe in 123-Koordinaten
$\boldsymbol{p}_{\mathbf{af}}$	Dreiphasige Leistung des aktiven Filters
$\widetilde{\boldsymbol{p}}_{\mathbf{af}}$	Differenz der Phasenleistungen zur mittleren Leistung aller Phasen des aktiven Filters
$\boldsymbol{p}_{\mathbf{af},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$	$\alpha\beta0$-Komponenten der aktiven Filterleistung
$\boldsymbol{p}^*_{\mathbf{af},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$	$\alpha\beta0$-Komponenten des Sollwerts der aktiven Filterleistung
$\underline{p}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger der Leistung des aktiven Filters in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{p}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Sollwertraumzeiger der aktiven Filterleistung in $\alpha\beta$-Koordinaten
R_{d}	Dämpfungswiderstand
R'_{d}	Bezogener Dämpfungswiderstand
$R_{\mathrm{DS(on),max}}$	Maximaler Einschaltwiderstand eines MOSFETs
R_{f}	Wicklungswiderstand einer Filterdrossel

$R_{\mathrm{f,g}}$	Wicklungswiderstand der netzseitigen Filterdrossel
$R_{\mathrm{f,hs}}$	Wicklungswiderstand der stromrichterseitigen Filterdrossel
R_{v}	Vorladewiderstand des aktiven Filters
S_{af}	Schalter des aktiven Filters
S_{g}	Schalter des Netzes
S_{hs}	Schalter des Hauptstromrichters
S_{r}	Nennleistung
S_{v}	Vorladeschalter
$\tau_{\mathrm{st,af}}$	Streckenzeitkonstante der Stromregelung des aktiven Filters
$\tau_{\mathrm{st,hs}}$	Streckenzeitkonstante der Stromregelung des Hauptstromrichters
$\tau_{\mathrm{i,af}}$	Integrationszeitkonstante der Stromzustandsregelung des aktiven Filters
$\tau_{\mathrm{i,hs}}$	Integrationszeitkonstante der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters
$\tau_{\mathrm{w,af}}$	Zeitkonstante des Eigenwerts $z_{\mathrm{w,af}}$
$\tau_{\mathrm{w,hs}}$	Zeitkonstante des Eigenwerts $z_{\mathrm{w,hs}}$
$t_{\mathrm{I-VIII}}$	Anregelzeit des Netzstroms für die Regelstrategien I-VIII
t_{AP}	Zeitpunkt des Arbeitspunktwechsels
$T_{\mathrm{d,af}}$	Gesamtverzögerungszeit der Stromregelung des aktiven Filters
$T_{\mathrm{d,hs}}$	Gesamtverzögerungszeit der Stromregelung des Hauptstromrichters
$T_{\Delta\sigma,\mathrm{w}}$	Summenzeitkonstante der Regelung zur Energiesymmetrierung
$T_{\mathrm{d,u0}}$	Verzögerungszeit bis zum Anliegen der Gleichtaktspannung des aktiven Filters
$T_{\mathrm{f,w}}$	Zeitkonstante eines PT1-Glieds
$T_{\mathrm{ri,af}}$	Nachstellzeit des Stromreglers des aktiven Filters
$T_{\mathrm{ri,hs}}$	Nachstellzeit des Stromreglers des Hauptstromrichters
$T_{\mathrm{s,af}}$	Abtastperiodendauer des aktiven Filters
$T_{\mathrm{s,hs}}$	Abtastperiodendauer des Hauptstromrichters
$T_{\Sigma\sigma,\mathrm{w}}$	Summenzeitkonstante der Gesamtenergieregelung
u_{ab}	Spannung zwischen den Sternpunkten von Hauptstromrichter und aktivem Filter

$\boldsymbol{u}_{\mathbf{af}}$	Mittelpunktspannung des aktiven Filters
$\hat{u}^*_{\mathrm{af,0}}$	Sollwertamplitude der Gleichtaktspannung des aktiven Filters
$\hat{u}^*_{\mathrm{af,0,max}}$	Maximaler Sollwert der Gleichtaktspannung des aktiven Filters
$u^*_{\mathrm{af,0}}$	Sollwert der Gleichtaktspannung des aktiven Filters
${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$	Amplitude der Mitsystemspannung des aktiven Filters
${}^{-1}\hat{u}_{\mathrm{af}}$	Amplitude der Gegensystemspannung des aktiven Filters
${}^{1}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$	Amplitude der grundschwingungsfrequenten Gleichtaktspannung des aktiven Filters
${}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af,0}}$	Amplitude der harmonischen Gleichtaktspannung des aktiven Filters der Ordnung μ
${}^{\mu}\hat{u}_{\mathrm{af}}$	Amplitude einer harmonischen aktiven Filterspannung der Ordnung μ
${}^{1}u_{\mathrm{af,0}}$	Grundschwingungsfrequente Gleichtaktspannung des aktiven Filters
${}^{\mu}u_{\mathrm{af,0}}$	Harmonische Gleichtaktspannung des aktiven Filters der Ordnung μ
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{af},\alpha\beta 0}$	$\alpha\beta$0-Komponenten der Spannung des aktiven Filters
${}^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af},\alpha\beta}$	$\alpha\beta$-Komponenten der Mitsystemspannung des aktiven Filters
${}^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af},\alpha\beta}$	$\alpha\beta$-Komponenten der Gegensystemspannung des aktiven Filters
${}^{\mu}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af},\alpha\beta}$	$\alpha\beta$-Komponenten einer harmonischen aktiven Filterspannung der Ordnung μ
$\underline{u}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger der aktiven Filterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Mitsystems der aktiven Filterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{-1}\underline{u}_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Gegensystems der aktiven Filterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{u}^*_{\mathrm{af},\alpha\beta}$	Sollwertraumzeiger der aktiven Filterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\hat{u}^*_{\mathrm{af,dq}}$	Betrag des Sollwertraumzeigers der aktiven Filterspannung in dq-Koordinaten

$\underline{u}_{\mathrm{af,dq}}$	Raumzeiger der aktiven Filterspannung in dq-Koordinaten
${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{af,dq}}$	Raumzeiger der Mitsystemspannung des aktiven Filters in dq-Koordinaten
${}^{1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,dq}}$	dq-Komponenten der Mitsystemspannung des aktiven Filters
$\underline{u}^{*}_{\mathrm{af,dq}}$	Sollwertraumzeiger der aktiven Filterspannung in dq-Koordinaten
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,dq}}$	dq-Komponenten der aktiven Filterspannung
$\underline{u}^{*}_{\mathrm{af,lim}}$	Auf den maximalen Modulationsgrad begrenzter Sollwertraumzeiger der aktiven Filterspannung in dq-Koordinaten
$u_{\mathrm{af,max}}$	Lineare Modulationsgradgrenze des aktiven Filters
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}$	Strangspannung des aktiven Filters
${}^{1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}$	Mitsystem der Strangspannung des aktiven Filters
${}^{1}\boldsymbol{u}^{*}_{\mathbf{af,n}}$	Sollwert für das Mitsystem der Strangspannung des aktiven Filters
${}^{-1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}$	Gegensystem der Strangspannung des aktiven Filters
${}^{\nu}\boldsymbol{u}_{\mathbf{af,n}}$	Harmonische der Strangspannung des aktiven Filters der Ordnung ν
u_{an}	Spannung zwischen den Sternpunkten von Hauptstromrichter und Netz
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{b}}$	An der Lastleitung anliegende Spannung
${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{b,dq}}$	Raumzeiger der an der Lastleitung anliegenden Mitsystemspannung in dq-Koordinaten
$\underline{u}_{\mathrm{b,dq}}$	Raumzeiger der an der Lastleitung anliegenden Spannung in dq-Koordinaten
u_{bn}	Spannung zwischen den Sternpunkten von aktivem Filter und Netz
u_{c}	Zellspannung eines Mehrpunkt-Hilfsstromrichters
U_{CES}	Maximale Kollektor-Emitter-Sperrspannung
U_{dc}	Zwischenkreisspannung
$U_{\mathrm{dc,af}}$	Zwischenkreisspannung des aktiven Filters
$U^{*}_{\mathrm{dc,af}}$	Sollwert der Zwischenkreisspannung des aktiven Filters
$U_{\mathrm{dc,hs}}$	Zwischenkreisspannung des Hauptstromrichters

U_{DSmax}	Maximale Drain-Source-Sperrspannung
$\underline{u}_{\mathrm{f,c,dq}}$	Raumzeiger des Spannungsabfalls über der Reihenschaltung von Filterkondensatoren und Dämpfungskreis
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}}$	Spannungsabfall über der netzseitigen Impedanz
$^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}}$	Mitsystem des Spannungsabfalls über der netzseitigen Impedanz
$^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}}$	Gegensystem des Spannungsabfalls über der netzseitigen Impedanz
$^{\boldsymbol{\nu}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{f,g}}$	Harmonische des Spannungsabfalls über der netzseitigen Impedanz der Ordnung ν
$\underline{u}_{\mathrm{f,g}}$	Raumzeiger des Spannungsabfalls über der netzseitigen Filterdrossel in dq-Koordinaten
$^{1}\underline{u}_{\mathrm{f,hs}}$	Raumzeiger des Mitsystems des Spannungsabfalls über der stromrichterseitigen Filterdrossel in dq-Koordinaten
$\underline{u}_{\mathrm{f,hs}}$	Raumzeiger des Spannungsabfalls über der stromrichterseitigen Filterdrossel in dq-Koordinaten
U_{g}	Nennspannung des Netzes
$^{1}\hat{u}_{\mathrm{g}}$	Amplitude des Mitsystems der Netzspannung
$^{-1}\hat{u}_{\mathrm{g}}$	Amplitude des Gegensystems der Netzspannung
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}\mathbf{0}}$	$\alpha\beta$0-Komponenten der Netzspannung
$^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Mitsystems der Netzspannung
$^{\mathbf{-1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g},\boldsymbol{\alpha\beta}}$	$\alpha\beta$-Komponenten des Gegensystems der Netzspannung
$\underline{u}_{\mathrm{g},\alpha\beta}$	Raumzeiger der Netzspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$^{1}\underline{u}_{\mathrm{g},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Mitsystems der Netzspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$^{-1}\underline{u}_{\mathrm{g},\alpha\beta}$	Raumzeiger des Gegensystems der Netzspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{u}_{\mathrm{g,dq}}$	Raumzeiger der Netzspannung in dq-Koordinaten
$^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,dq}}$	dq-Komponenten des Mitsystems der Netzspannung
$^{1}\underline{u}_{\mathrm{g,dq}}$	Raumzeiger der Mitsystemspannung des Netzes in dq-Koordinaten
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}$	Strangspannung des Netzes
$^{\mathbf{1}}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}$	Mitsystem der Strangspannung des Netzes

${}^{-1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}$	Gegensystem der Strangspannung des Netzes
${}^{\nu}\boldsymbol{u}_{\mathbf{g,n}}$	Harmonische der Strangspannung des Netzes der Ordnung ν
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs}}$	Mittelpunktspannung des Hauptstromrichters
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,\alpha\beta0}}$	$\alpha\beta$0-Komponenten der Spannung des Hauptstromrichters
$\underline{u}_{\mathrm{hs,\alpha\beta}}$	Raumzeiger der Hauptstromrichterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{hs,\alpha\beta}}$	Raumzeiger des Mitsystems der Hauptstromrichterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
${}^{-1}\underline{u}_{\mathrm{hs,\alpha\beta}}$	Raumzeiger des Gegensystems der Hauptstromrichterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{u}^{*}_{\mathrm{hs,\alpha\beta}}$	Sollwertraumzeiger der Hauptstromrichterspannung in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{u}_{\mathrm{hs,dq}}$	Raumzeiger der Spannung des Hauptstromrichters in dq-Koordinaten
${}^{1}\underline{u}_{\mathrm{hs,dq}}$	Raumzeiger der Mitsystemspannung des Hauptstromrichters in dq-Koordinaten
${}^{1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,dq}}$	dq-Komponenten der Mitsystemspannung des Hauptstromrichters
$\underline{u}^{*}_{\mathrm{hs,dq}}$	Sollwertraumzeiger der Spannung des Hauptstromrichters in dq-Koordinaten
$\underline{u}^{*}_{\mathrm{hs,lim}}$	Auf den maximalen Modulationsgrad begrenzter Sollwertraumzeiger der Hauptstromrichterspannung in dq-Koordinaten
$u_{\mathrm{hs,max}}$	Lineare Modulationsgradgrenze der Hauptstromrichterspannung
$\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}}$	Strangspannung des Hauptstromrichters
${}^{1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}}$	Mitsystem der Strangspannung des Hauptstromrichters
${}^{-1}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}}$	Gegensystem der Strangspannung des Hauptstromrichters
${}^{\nu}\boldsymbol{u}_{\mathbf{hs,n}}$	Harmonische der Strangspannung des Hauptstromrichters der Ordnung ν
u_{k}	Bezogene Kurzschlussspannung des Transformators
U_{r}	Nennspannung
$\underline{u}_{\mathrm{s}}$	Komplexe Stromrichterausgangsspannung
$\ddot{u}_{\mathrm{t}}$	Übersetzungsverhältnis des Transformators

$\boldsymbol{w}_{\mathbf{af}}$	Dreiphasige gespeicherte Energie des aktiven Filters
$\boldsymbol{w}^*_{\mathbf{af}}$	Sollwert der im aktiven Filter gespeicherten Energie
$\widetilde{\boldsymbol{w}}_{\mathbf{af}}$	Abweichung der in einer Phase gespeicherten Energie vom Mittelwert der in allen drei Phasen des aktiven Filters gespeicherten Energie
$\boldsymbol{w}_{\mathbf{af,\alpha\beta0}}$	$\alpha\beta0$-Komponenten der im aktiven Filter gespeicherten Energie
$\boldsymbol{w}^*_{\mathbf{af,\alpha\beta0}}$	$\alpha\beta0$-Komponenten des Sollwerts der im aktiven Filter gespeicherten Energie
$\underline{w}_{\mathrm{af,\alpha\beta}}$	Raumzeiger der Energieverteilung im aktiven Filter in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{\tilde{w}}_{\mathrm{af,\alpha\beta}}$	Raumzeiger der gefilterten Energieverteilung im aktiven Filter in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\underline{w}^*_{\mathrm{af,\alpha\beta}}$	Sollwertraumzeiger der Energieverteilung im aktiven Filter in $\alpha\beta$-Koordinaten
$\boldsymbol{w}_{\mathbf{af,t0}}$	Dreiphasige gespeicherte Anfangsenergie des aktiven Filters
$\boldsymbol{w}_{\mathbf{af,t0,\alpha\beta0}}$	$\alpha\beta0$-Komponenten der im aktiven Filter gespeicherten Anfangsenergie
$\varphi_{\mathrm{af,0}}$	Phasenlage der grundschwingungsfrequenten Gleichtaktspannung des aktiven Filters
$\varphi_{\mathrm{af,0},\mu}$	Phasenlage einer harmonischen Gleichtaktspannung des aktiven Filters der Ordnung μ
$\varphi_{\mathrm{af,i}}$	Phasenlage des Sollwertraumzeigers des aktiven Filterstroms
$\tilde{\varphi}_{\mathrm{af,i}}$	Phasenlage des gemessenen aktiven Filterstroms
$\varphi_{\mathrm{af,p}}$	Phasenlage des Sollwertraumzeigers der aktiven Filterleistung
$\varphi_{\mathrm{af,u}}$	Phasenlage der Mitsystemspannung des aktiven Filters
$\varphi_{\mathrm{af,u},-1}$	Phasenlage der Gegensystemspannung des aktiven Filters
$\varphi_{\mathrm{af,u},\mu}$	Phasenlage einer harmonischen aktiven Filterspannung der Ordnung μ
$\varphi_{\mathrm{g,i}}$	Phasenlage des Mitsystems des Netzstroms
$\varphi_{\mathrm{g,i},-1}$	Phasenlage des Gegensystems des Netzstroms
$\varphi_{\mathrm{g,i},\nu}$	Phasenlage einer Netzstromharmonischen der Ordnung ν

φ_{g}	Netzwinkel
$\varphi_{\mathrm{g,u,-1}}$	Phasenlage des Gegensystems der Netzspannung
$\varphi_{\mathrm{hs,i}}$	Phasenlage des Mitsystems des Hauptstromrichterstroms
$\varphi_{\mathrm{hs,i,-1}}$	Phasenlage des Gegensystems des Hauptstromrichterstroms
$\varphi_{\mathrm{hs,i,}\nu}$	Phasenlage einer Harmonischen des Hauptstromrichterstroms der Ordnung ν
φ_{w}	Winkel des Energieraumzeigers des aktiven Filters
ω	Kreisfrequenz
ω_{dq}	Winkelgeschwindigkeit des dq-Koordinatensystems
ω_{g}	Kreisfrequenz des Netzes
ω_{p}	Resonanzkreisfrequenz des LCL-Filters
ω_{p}'	Bezogene Resonanzkreisfrequenz des LCL-Filters
ω_{x}	Winkelgeschwindigkeit des Raumzeigers $\underline{x}$
$z_{\mathrm{i,af}}$	Eigenwert der Stromzustandsregelung des aktiven Filters zur Anpassung des Einflusses von Störgrößen, Parameterungenauigkeiten und nichtidealen Stromrichtereigenschaften auf das Regelverhalten
$z_{\mathrm{i,hs}}$	Eigenwert der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters zur Anpassung des Einflusses von Störgrößen, Parameterungenauigkeiten und nichtidealen Stromrichtereigenschaften auf das Regelverhalten
$z_{\mathrm{w,af}}$	Eigenwert der Stromzustandsregelung des aktiven Filters zur Einstellung des Führungsgrößenverhaltens
$z_{\mathrm{w,hs}}$	Eigenwert der Stromzustandsregelung des Hauptstromrichters zur Einstellung des Führungsgrößenverhaltens

Abbildungsverzeichnis

Tabellenverzeichnis

Literaturverzeichnis

Eigene Veröffentlichungen

[E1] S. Mersche, D. Bernet und M. Hiller, „Quasi-Two-Level Flying-Capacitor-Converter for Medium Voltage Grid Applications“, in *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, USA, Sep. 2019, S. 3666–3673.

[E2] D. Bernet und M. Hiller, „Grid-connected medium-voltage converters with parallel voltage-source active filters“, *IET Electric Power Applications*, S. 1507–1513, Okt. 2019.

[E3] D. Bernet, L. Stefanski und M. Hiller, „Integrating Voltage-Source Active Filters Into Grid-Connected Power Converters—Modeling, Control, and Experimental Verification“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 36, Nr. 11, S. 12 218–12 233, Nov. 2021.

[E4] D. Bernet, L. Stefanski, R. Schwendemann, C. Rollbühler und M. Hiller, „Grid-Connected Voltage Source Converters with integrated Multilevel-Based Active Filters“, in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Portland, USA, Sep. 2018, S. 127–134.

[E5] L. Stefanski, D. Bernet, M. Schnarrenberger, C. Rollbühler, A. Liske und M. Hiller, „Cascaded H-Bridge based Parallel Hybrid Converter - A novel topology for perfectly sinusoidal high power voltage sources“, in *IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Lissabon, Portugal, Okt. 2019, S. 1639–1646.

[E6] L. Stefanski, R. Schwendemann, D. Bernet, M. Widenmeyer, A. Liske und M. Hiller, „Cascaded H-Bridge based Parallel Hybrid Converter – A new Voltage Source for Power-Hardware-in-the-Loop

Emulation Systems“, in *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Aalborg, Dänemark, Nov. 2020, S. 1–8.

[E7] L. Stefanski, R. Schwendemann, D. Bernet, D. Braeckle, B. Schmitz-Rode, A. Liske und M. Hiller, „A novel high dynamic six phase 120 kW Power Hardware in the Loop Emulation Test Bench for emulating AC/DC Grids and Electrical Machines“, in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’21 ECCE Europe)*, Gent, Belgien, Sep. 2021, S. 1–10.

[E8] D. Bernet, L. Stefanski und M.Hiller, „A Hybrid Medium Voltage Multilevel Converter with Parallel Voltage-Source Active Filter“, in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, Busan, Südkorea, Mai 2019, S. 412–419.

[E9] D. Bernet und M. Hiller, „Integrating Voltage-Source Active Filters into Diode Front-End Rectifiers – Harmonic Mitigation and Power Factor Correction“, in *2021 23rd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE’21 ECCE Europe)*, Gent, Belgien, Sep. 2021, S. 1–9.

[E10] D. Bernet, R. Schwendemann, L. Stefanski und M. Hiller, „A Highly Integrated 25-Level Cascaded H-Bridge Active Filter for the Mitigation of High Order Current Harmonics“, in *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2021, S. 972–979.

Studentische Arbeiten

[S1] P. Tian, *Design and Implementation of a Modular Multilevel Converter STATCOM for Low Voltage Grids*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2017.

[S2] A. Barthelme, *Regelung und Betriebsführung eines STATCOM auf Basis eines kaskadierten H-Brückenumrichters*. Masterarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2018.

[S3] N. Daub, *Kompensation der taktfrequenten Stromverzerrungen von Zweilevel-Umrichtern durch Integration eines neuartigen Aktiven Filters*. Bachelorarbeit, Elektrotechnisches Institut, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

Bücher, Dissertationen und Patente

[B1] D. Krug, *Vergleichende Untersuchungen von Mehrpunkt-Schaltungstopologien mit zentralem Gleichspannungszwischenkreis für Mittelspannungsanwendungen*. Dissertation, Technische Universität Dresden, 2016.

[B2] T. Weidinger, *Untersuchung von Gleichtaktschwingungen in elektrischen Antriebssystemen*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Cuvillier Verlag Göttingen, 2008.

[B3] M. Schmitt, *Aktive Dämpfung von Gleichtaktstörungen in elektrischen Antriebssystemen*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2020, isbn: 9783867278539.

[B4] R. Marquardt (2001), *Stromrichterschaltungen mit verteilten Energiespeichern*. (DE 101 03 031 A1). Deutsches Patent- und Markenamt, München.

[B5] J. Kucka, *Quasi-two-level PWM operation of modular multilevel converters : implementation, analysis, and application to medium-voltage drives*. Dissertation, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2019.

[B6] J. Dannehl, *Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012.

[B7] K. R. Meyer, *Fault-Ride-Through-Regelung von Windenergieanlagen mit Vollumrichter und LCL-Netzfilter*. Dissertation, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover, 2014.

[B8] J. Endres, *Hochdynamischer Stromrichter in Hybridstruktur*. Dissertation, Technische Universität Ilmenau, 2018.

[B9] M. Routimo, *Developing a voltage-source shunt active power filter for improving power quality*. Dissertation, Tampere University of Technology, 2008, isbn: 978-952-15-2117-1.

[B10] J. Kolb, *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, KIT Scientific Publishing, 2013, isbn: 978-3-7315-0183-1.

[B11] M. Schnarrenberger, *Der Modulare Multilevel-Umrichter als dreiphasige Spannungsquelle*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, 2019.

[B12] F. Kammerer, *Systemanalyse und Regelung des Modularen Multilevel Matrix Umrichters als Antriebsumrichter*. Dissertation, Karlsruher Institut für Technologie, Verlag Dr. Hut, 2016, isbn: 978-3-8439-2831-1.

[B13] S. Bernet, *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis*. Springer Berlin Heidelberg, 2012, isbn: 978-3-540-23656-6.

[B14] M. Malinowski, *Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers*. Dissertation, Warsaw University of Technology, 2001.

[B15] M. Kazmierkowski, R. Krishnan und F. Blaabjerg, *Control in power electronics : selected problems*. Amsterdam New York: Academic Press, 2002, isbn: 9780124027725.

[B16] R. Teodorescu, M. Liserre und P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*. John Wiley & Sons, 2011, isbn: 978-0-470-05751-3.

[B17] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3. Auflage, Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2009, isbn: 978-3-540-89612-8.

[B18] U. Nuss, *Hochdynamische Regelung elektrischer Antriebe*. VDE Verlag GmbH, 13. Okt. 2017, isbn: 3800744120.

[B19] D. C. v. Grünigen, *Digitale Signalverarbeitung : Bausteine, Systeme, Anwendungen*. FO Print & Media, 2008, isbn: 978-3-905681-42-0.

[B20] U. Nuss, *Zeitdiskrete Regelung : Theorie und Anwendung digitaler Regelkonzepte*. Berlin: VDE Verlag GmbH, 2020, isbn: 9783800752096.

[B21] E. Behrouzian, *On control of cascaded H-bridge converters for STATCOM applications*. Dissertation, Chalmers University of Technology, 2017, isbn: 9789175976389.

[B22] S. Rohner, *Untersuchung des Modularen Mehrpunktstromrichters M2C für Mittelspannungsanwendungen*. Technische Universität Dresden, Verlag Dr. Hut, 2010, isbn: 978-3868539332.

Konferenzbeiträge und Zeitschriftenartikel

[1] X. Wang und F. Blaabjerg, „Harmonic Stability in Power Electronic-Based Power Systems: Concept, Modeling, and Analysis“, *IEEE Transactions on Smart Grid*, Bd. 10, Nr. 3, S. 2858–2870, Mai 2019.

[2] R. Marquardt, A. Lesnicar und J. Hildinger, „Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen“, in *ETG-Fachtagung*, Bad Nauheim, Deutschland, Apr. 2002, S. 155–161.

[3] G. P. Adam, S. J. Finney, A. M. Massoud und B. W. Williams, „Capacitor Balance Issues of the Diode-Clamped Multilevel Inverter Operated in a Quasi Two-State Mode“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 8, S. 3088–3099, Aug. 2008.

[4] M. Schweizer und T. B. Soeiro, „Heatsink-less Quasi 3-level flying capacitor inverter based on low voltage SMD MOSFETs“, in *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, IEEE, Sep. 2017.

[5] P. Czyz, P. Papamanolis, T. Guillod, F. Krismer und J. W. Kolar, „New 40kV / 300kVA Quasi-2-Level Operated 5-Level Flying Capacitor SiC “Super-Switch” IPM“, in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, Busan, Südkorea, IEEE, Mai 2019, S. 813–820.

[6] A. Tcai, T. Wijekoon und M. Liserre, „Evaluation of Flying Capacitor Quasi 2-level Modulation for MV Applications“, in *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2021, S. 199–205.

[7] I. A. Gowaid, G. P. Adam, A. M. Massoud, S. Ahmed, D. Holliday und B. W. Williams, „Quasi Two-Level Operation of Modular Multilevel Converter for Use in a High-Power DC Transformer With DC Fault Isolation Capability“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 108–123, Jan. 2015.

[8] A. Mertens und J. Kucka, „Quasi Two-Level PWM Operation of an MMC Phase Leg With Reduced Module Capacitance“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 10, S. 6765–6769, Okt. 2016.

[9] R. N. Beres, X. Wang, M. Liserre, F. Blaabjerg und C. L. Bak, „A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters“, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Bd. 4, Nr. 1, S. 54–69, März 2016.

[10] S. Acharya, A. Anurag, Y. Prabowo und S. Bhattacharya, „Practical Design Considerations for MV LCL Filter Under High dv/dt Conditions Considering the Effects of Parasitic Elements“, in *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Charlotte, USA, Juni 2018, S. 1–7.

[11] K. Jalili und S. Bernet, „Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 56, Nr. 5, S. 1674–1689, Mai 2009.

[12] M. Liserre, F. Blaabjerg und S. Hansen, „Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 41, Nr. 5, S. 1281–1291, Sep. 2005.

[13] A. Reznik, M. G. Simoes, A. Al-Durra und S. M. Muyeen, „LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 2, S. 1225–1232, März 2014.

[14] P. Channegowda und V. John, „Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 12, S. 4106–4114, Dez. 2010.

[15] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu und P. Rodriguez, „Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 58, Nr. 4, S. 1205–1217, Apr. 2011.

[16] W. Tang, K. Ma und Y. Song, „Critical Damping Ratio to Ensure Design Efficiency and Stability of LCL Filters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 36, Nr. 1, S. 315–325, Jan. 2021.

[17] R. Peña-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastián, J. Dannehl und F. W. Fuchs, „Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 28, Nr. 6, S. 2642–2646, Juni 2013.

[18] V. Blasko und V. Kaura, „A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 33, Nr. 2, S. 542–550, März 1997.

[19] M. Malinowski und S. Bernet, „A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 4, S. 1876–1880, Apr. 2008.

[20] I. J. Gabe, V. F. Montagner und H. Pinheiro, „Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 24, Nr. 6, S. 1444–1452, Juni 2009.

[21] F. Liu, Y. Zhou, S. Duan, J. Yin, B. Liu und F. Liu, „Parameter Design of a Two-Current-Loop Controller Used in a Grid-Connected Inverter System With LCL Filter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 56, Nr. 11, S. 4483–4491, Nov. 2009.

[22] M. Wagner, T. Barth, R. Alvarez, C. Ditmanson und S. Bernet, „Discrete-Time Active Damping of LCL-Resonance by Proportional Capacitor Current Feedback“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 6, S. 3911–3920, Nov. 2014.

[23] K.-B. Park, F. D. Kieferndorf, U. Drofenik, S. Pettersson und F. Canales, „Weight Minimization of LCL Filters for High-Power Converters: Impact of PWM Method on Power Loss and Power Density“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 53, Nr. 3, S. 2282–2296, Mai 2017.

[24] J. San-Sebastian, I. Etxeberria-Otadui, A. Rujas, J. A. Barrena und P. Rodriguez, „Optimized LCL filter design methodology applied to MV grid-connected multimegawatt VSC“, in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Raleigh, USA, Sep. 2012, S. 2506–2512.

[25] M. Zabaleta, E. Burguete, D. Madariaga, I. Zubimendi, M. Zubiaga und I. Larrazabal, „LCL Grid Filter Design of a Multimegawatt Medium-Voltage Converter for Offshore Wind Turbine Using SHEPWM Modulation“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 3, S. 1993–2001, März 2016.

[26] W. Wu, Y. He und F. Blaabjerg, „An LLCL Power Filter for Single-Phase Grid-Tied Inverter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 2, S. 782–789, Feb. 2012.

[27] W. Wu, Y. He, T. Tang und F. Blaabjerg, „A New Design Method for the Passive Damped LCL and LLCL Filter-Based Single-Phase Grid-Tied Inverter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 60, Nr. 10, S. 4339–4350, Okt. 2013.

[28] J. Xu, J. Yang, J. Ye, Z. Zhang und A. Shen, „An LTCL Filter for Three-Phase Grid-Connected Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 8, S. 4322–4338, Aug. 2014.

[29] G. Gohil, L. Bede, R. Teodorescu, T. Kerekes und F. Blaabjerg, „Line Filter Design of Parallel Interleaved VSCs for High-Power Wind Energy Conversion Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 12, S. 6775–6790, Dez. 2015.

[30] F. Li, X. Zhang, H. Zhu, H. Li und C. Yu, „An LCL-LC Filter for Grid-Connected Converter: Topology, Parameter, and Analysis“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 9, S. 5067–5077, Sep. 2015.

[31] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre und C. L. Bak, „Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 3, S. 2083–2098, März 2016.

[32] M. Huang, X. Wang, P. C. Loh und F. Blaabjerg, „LLCL-Filtered Grid Converter With Improved Stability and Robustness“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 5, S. 3958–3967, Mai 2016.

[33] B. Singh, K. Al-Haddad und A. Chandra, „A review of active filters for power quality improvement“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 46, Nr. 5, S. 960–971, Okt. 1999.

[34] A. Campos, G. Joos, P. Ziogas und J. Lindsay, „Analysis and design of a series voltage unbalance compensator based on a three-phase VSI operating with unbalanced switching functions“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 9, Nr. 3, S. 269–274, Mai 1994.

[35] G. A. de Almeida Carlos und C. B. Jacobina, „Series Compensator Based on Cascaded Transformers Coupled With Three-Phase Bridge Converters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 53, Nr. 2, S. 1271–1279, März 2017.

[36] J. Dixon, G. Venegas und L. Moran, „A series active power filter based on a sinusoidal current-controlled voltage-source inverter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 44, Nr. 5, S. 612–620, Okt. 1997.

[37] G.-M. Lee, D.-C. Lee und J.-K. Seok, „Control of Series Active Power Filters Compensating for Source Voltage Unbalance and Current Harmonics“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 51, Nr. 1, S. 132–139, Feb. 2004.

[38] A. Varschavsky, J. Dixon, M. Rotella und L. Morán, „Cascaded Nine-Level Inverter for Hybrid-Series Active Power Filter, Using Industrial Controller“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 8, S. 2761–2767, Aug. 2010.

[39] S. Anwar, A. Elrayyah und Y. Sozer, „Efficient Single-Phase Harmonics Elimination Method for Microgrid Operations“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 4, S. 3394–3403, Juli 2015.

[40] J. Turunen, M. Salo und H. Tuusa, „Comparison of three series hybrid active power filter topologies“, in *2004 11th International Conference on Harmonics and Quality of Power (IEEE Cat. No.04EX951)*, Lake Placid, USA, IEEE.

[41] P. Salmeron und S. P. Litran, „Improvement of the Electric Power Quality Using Series Active and Shunt Passive Filters“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Bd. 25, Nr. 2, S. 1058–1067, Apr. 2010.

[42] J. Nastran, R. Cajhen, M. Seliger und P. Jereb, „Active power filter for nonlinear AC loads“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 9, Nr. 1, S. 92–96, Jan. 1994.

[43] A. Javadi, A. Hamadi, L. Woodward und K. Al-Haddad, „Experimental Investigation on a Hybrid Series Active Power Compensator to Improve Power Quality of Typical Households“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, S. 1–1, 2016.

[44] G. S. da Silva, R. C. Beltrame, L. Schuch und C. Rech, „Hybrid AC Power Source Based on Modular Multilevel Converter and Linear Amplifier“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 216–226, Jan. 2015.

[45] G. Gong, H. Ertl und J. Kolar, „A Multi-Cell Cascaded Power Amplifier“, in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC ’06.*, Dallas, USA, März 2006, S. 1550–1556.

[46] T. Gopalarathnam, M. Manjrekar und P. Steimer, „Investigations on a unified controller for a practical hybrid multilevel power converter“, in *APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.02CH37335)*, Dallas, USA, März 2002, S. 1024–1030.

[47] M. Manjrekar, P. Steimer und T. Lipo, „Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 36, Nr. 3, S. 834–841, Mai 2000.

[48] M. Saeedifard, P. M. Barbosa und P. K. Steimer, „Operation and Control of a Hybrid Seven-Level Converter“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 2, S. 652–660, Feb. 2012.

[49] J. Huber, J. Kolar und G. Pammer, „Hybrid inverter concept for extreme bandwidth high-power AC source“, *Electronics Letters*, Bd. 53, Nr. 14, S. 947–949, Juli 2017.

[50] P. Mattavelli, „A closed-loop selective harmonic compensation for active filters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 37, Nr. 1, S. 81–89, 2001.

[51] P. Mattavelli und F. Marafao, „Repetitive-Based Control for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 51, Nr. 5, S. 1018–1024, Okt. 2004.

[52] M. Liserre, R. Teodorescu und F. Blaabjerg, „Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 21, Nr. 3, S. 836–841, Mai 2006.

[53] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea und F. Blaabjerg, „Frequency Response Analysis of Current Controllers for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 56, Nr. 2, S. 337–347, Feb. 2009.

[54] E. Kontos, G. Tsolaridis, R. Teodorescu und P. Bauer, „High Order Voltage and Current Harmonic Mitigation Using the Modular Multilevel Converter STATCOM“, *IEEE Access*, Bd. 5, S. 16 684–16 692, Sep. 2017.

[55] S. N. Kalaschnikow, „High efficient low harmonic drives with integrated active filters“, in *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Lille, Frankreich, Sep. 2013, S. 1–10.

[56] M. Routimo, M. Salo und H. Tuusa, „Comparison of Voltage-Source and Current-Source Shunt Active Power Filters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 22, Nr. 2, S. 636–643, März 2007.

[57] M. Pereira, D. Retzmann, J. Lottes, M. Wiesinger und G. Wong, „SVC PLUS: An MMC STATCOM for network and grid access applications“, in *2011 IEEE Trondheim PowerTech*, Trondheim, Norwegen, Juni 2011, S. 1–5.

[58] P. Chittora, A. Singh und M. Singh, „Chebyshev Functional Expansion Based Artificial Neural Network Controller for Shunt Compensation“, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Bd. 14, Nr. 9, S. 3792–3800, Sep. 2018.

[59] S. R. Arya, R. Niwas, K. K. Bhalla, B. Singh, A. Chandra und K. Al-Haddad, „Power Quality Improvement in Isolated Distributed Power Generating System Using DSTATCOM“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 6, S. 4766–4774, Nov. 2015.

[60] M. Qasim, P. Kanjiya und V. Khadkikar, „Optimal Current Harmonic Extractor Based on Unified ADALINEs for Shunt Active Power Filters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 12, S. 6383–6393, Dez. 2014.

[61] B. Singh und J. Solanki, „An Implementation of an Adaptive Control Algorithm for a Three-Phase Shunt Active Filter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 56, Nr. 8, S. 2811–2820, Aug. 2009.

[62] V. Narayanan, S. Kewat und B. Singh, „Solar PV-BES Based Microgrid System With Multifunctional VSC“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 56, Nr. 3, S. 2957–2967, Mai 2020.

[63] B. Singh, S. R. Arya, A. Chandra und K. Al-Haddad, „Implementation of Adaptive Filter in Distribution Static Compensator“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 5, S. 3026–3036, Sep. 2014.

[64] S. Sharma, V. Verma und R. K. Behera, „Real-Time Implementation of Shunt Active Power Filter With Reduced Sensors“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 56, Nr. 2, S. 1850–1861, März 2020.

[65] J. He, Y. W. Li, F. Blaabjerg und X. Wang, „Active Harmonic Filtering Using Current-Controlled, Grid-Connected DG Units With Closed-Loop Power Control“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 2, S. 642–653, Feb. 2014.

[66] D. Wojciechowski und R. Strzelecki, „Sensorless predictive control of three-phase parallel active filter“, in *AFRICON 2007*, Windhuk, Namibia, Sep. 2007, S. 1–7.

[67] S. K. Chauhan, M. C. Shah, R. R. Tiwari und P. N. Tekwani, „Analysis, design and digital implementation of a shunt active power filter with different schemes of reference current generation“, *IET Power Electronics*, Bd. 7, Nr. 3, S. 627–639, März 2014.

[68] Y. Sato, K. Kawamura, H. Morimoto und K. Nezu, „Hybrid PWM rectifiers to reduce electromagnetic interference“, in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, Pittsburgh, USA, Okt. 2002, S. 2141–2146.

[69] H. Bai, X. Wang, P. C. Loh und F. Blaabjerg, „An Active Trap Filter for Switching Harmonic Attenuation of Low-Pulse-Ratio Inverters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 32, Nr. 12, S. 9078–9092, Dez. 2017.

[70] J. Endres und A. Ackva, „Parallel Hybrid Three-Phase Inverter with Direct Current Control and Current Error Compensation“, in *PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2015, S. 619–626.

[71] J. Endres und A. Ackva, „A parallel three-phase converter system for ripple current compensation and passive filter reduction“, in *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, Genf, Schweiz, Sep. 2015, S. 1–9.

[72] P. D. Judge und S. Finney, „2-Level Si IGBT Converter with Parallel Part-Rated SiC Converter Providing Partial Power Transfer and Active Filtering“, in *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, IEEE, Juni 2019.

[73] M. Basurto, P. Judge, M. Merlin und S. Finney, „Investigation of output filter topologies for a Parallel Hybrid Converter based on Si-IGBTs and partially-rated SiC-MOSFETs“, in *2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, IEEE, Nov. 2020.

[74] D. Basic, V. Ramsden und P. Muttik, „Harmonic filtering of high-power 12-pulse rectifier loads with a selective hybrid filter system“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 48, Nr. 6, S. 1118–1127, 2001.

[75] H. Fujita und H. Akagi, „A practical approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 27, Nr. 6, S. 1020–1025, Nov. 1991.

[76] H. Akagi und R. Kondo, „A Transformerless Hybrid Active Filter Using a Three-Level Pulsewidth Modulation (PWM) Converter for a Medium-Voltage Motor Drive“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 25, Nr. 6, S. 1365–1374, Juni 2010.

[77] H. Akagi und K. Isozaki, „A Hybrid Active Filter for a Three-Phase 12-Pulse Diode Rectifier Used as the Front End of a Medium-Voltage Motor Drive“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 1, S. 69–77, Jan. 2012.

[78] R. Inzunza und H. Akagi, „A 6.6-kV Transformerless Shunt Hybrid Active Filter for Installation on a Power Distribution System“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 20, Nr. 4, S. 893–900, Juli 2005.

[79] A. Bhattacharya, C. Chakraborty und S. Bhattacharya, „Parallel-Connected Shunt Hybrid Active Power Filters Operating at Different Switching Frequencies for Improved Performance“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 59, Nr. 11, S. 4007–4019, Nov. 2012.

[80] S. C. Ferreira, R. B. Gonzatti, R. R. Pereira, C. H. da Silva, L. E. B. da Silva und G. Lambert-Torres, „Finite Control Set Model Predictive Control for Dynamic Reactive Power Compensation With Hybrid Active Power Filters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 65, Nr. 3, S. 2608–2617, März 2018.

[81] R. B. Gonzatti, S. C. Ferreira, C. H. da Silva, R. R. Pereira, L. E. B. da Silva und G. Lambert-Torres, „Smart Impedance: A New Way to Look at Hybrid Filters“, *IEEE Transactions on Smart Grid*, Bd. 7, Nr. 2, S. 837–846, März 2016.

[82] L. Wang, C.-S. Lam und M.-C. Wong, „Hybrid Structure of Static Var Compensator and Hybrid Active Power Filter (SVC//HAPF) for Medium-Voltage Heavy Loads Compensation“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 65, Nr. 6, S. 4432–4442, Juni 2018.

[83] S. Rahmani, A. Hamadi, K. Al-Haddad und L. A. Dessaint, „A Combination of Shunt Hybrid Power Filter and Thyristor-Controlled Reactor for Power Quality“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 61, Nr. 5, S. 2152–2164, Mai 2014.

[84] S. Papadopoulos, M. Rashed, C. Klumpner und P. Wheeler, „Investigations in the Modeling and Control of a Medium-Voltage Hybrid Inverter System That Uses a Low-Voltage/Low-Power Rated Auxiliary Current Source Inverter“, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Bd. 4, Nr. 1, S. 126–140, März 2016.

[85] G. B. Yundt, „Series- or Parallel-Connected Composite Amplifiers“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. PE-1, Nr. 1, S. 48–54, Jan. 1986.

[86] H. Ertl, J. W. Kolar und F. C. Zach, „A Novel Switch-Mode Power Amplifier with High Output Voltage Quality Employing a Hybrid Output Voltage Filter“, in *PCIM Power Conversion & Intelligent Motion Conference*, Nürnberg, Deutschland, Juni 1997, S. 419–428.

[87] A. Trznadlowski, F. Blaabjerg, J. Pedersen und N. Patriciu, „The tandem inverter: combining the advantages of voltage-source and current-source inverters“, in *APEC ’98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Anaheim, USA, Feb. 1998, S. 315–320.

[88] A. Trzynadlowski, F. Blaabjerg, J. Pedersen, A. Patriciu und N. Patriciu, „A tandem inverter for high-performance AC drives“, in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, St. Louis, USA, Okt. 1998, S. 500–505.

[89] A. D. Gioia und I. P. Brown, „Silicon and hybrid Si-SiC tandem inverter analytical loss characterization and comparison to PWM-modulated voltage source inverter“, in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, Kanada, Sep. 2015, S. 4664–4670.

[90] M. Angulo, D. A. Ruiz-Caballero, J. Lago, M. L. Heldwein und S. A. Mussa, „Active Power Filter Control Strategy With Implicit Closed-Loop Current Control and Resonant Controller“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 60, Nr. 7, S. 2721–2730, Juli 2013.

[91] M. Ortuzar, R. Carmi, J. Dixon und L. Moran, „Voltage-source active power filter based on multilevel converter and ultracapacitor DC link“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 53, Nr. 2, S. 477–485, Apr. 2006.

[92] G. Joos, L. Moran und P. Ziogas, „Performance analysis of a PWM inverter VAr compensator“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 6, Nr. 3, S. 380–391, Juli 1991.

[93] M. Routimo, M. Salo und H. Tuusa, „Current sensorless control of a voltage-source active power filter“, in *Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005.*, Austin, USA, März 2005, S. 1696–1702.

[94] M. Routimo, M. Salo und H. Tuusa, „Control method to improve the transient performance of a current sensorless active power filter“, in *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics (NORpie), Lund, Sweden*, Lund, Schweden, Juni 2006, S. 1–6.

[95] M. A. Abusara, J. M. Guerrero und S. M. Sharkh, „Line-Interactive UPS for Microgrids“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 61, Nr. 3, S. 1292–1300, März 2014.

[96] C.-C. Yeh und M. D. Manjrekar, „A Reconfigurable Uninterruptible Power Supply System for Multiple Power Quality Applications“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 22, Nr. 4, S. 1361–1372, Juli 2007.

[97] F.-S. Pai und S.-J. Huang, „A novel design of line-interactive uninterruptible power supplies without load current sensors“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 21, Nr. 1, S. 202–210, Jan. 2006.

[98] F.-S. Pai, „An Improved Utility Interface for Microturbine Generation System With Stand-Alone Operation Capabilities“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 53, Nr. 5, S. 1529–1537, Okt. 2006.

[99] J.-C. Wu und H.-L. Jou, „A new UPS scheme provides harmonic suppression and input power factor correction“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 42, Nr. 6, S. 629–635, Dez. 1995.

[100] M. Kazmierkowski und L. Malesani, „Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 45, Nr. 5, S. 691–703, 1998.

[101] J. Holtz und S. Stadtfeld, „A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source“, in *International Conference on Power Electronics (IPEC)*, Tokyo, Japan, März 1983, S. 1665–1675.

[102] J. Holtz, „Advanced PWM and Predictive Control—An Overview“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 63, Nr. 6, S. 3837–3844, Juni 2016.

[103] X. Wang, L. Harnefors und F. Blaabjerg, „Unified Impedance Model of Grid-Connected Voltage-Source Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 33, Nr. 2, S. 1775–1787, Feb. 2018.

[104] K. Sano und M. Takasaki, „A Transformerless D-STATCOM Based on a Multivoltage Cascade Converter Requiring No DC Sources“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 27, Nr. 6, S. 2783–2795, Juni 2012.

[105] C. D. Townsend, T. J. Summers und R. E. Betz, „Phase-Shifted Carrier Modulation Techniques for Cascaded H-Bridge Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 62, Nr. 11, S. 6684–6696, Nov. 2015.

[106] E. Behrouzian, M. Bongiorno und R. Teodorescu, „Impact of Switching Harmonics on Capacitor Cells Balancing in Phase-Shifted PWM-Based Cascaded H-Bridge STATCOM“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 32, Nr. 1, S. 815–824, Jan. 2017.

[107] P. Himmelmann und M. Hiller, „A Generalized Approach to the Analysis and Control of Modular Multilevel Converters“, in *PCIM Europe 2017; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, Nürnberg, Deutschland, Mai 2017, S. 1655–1662.

[108] E. Spahic, C. P. S. S. Reddy, M. Pieschel und R. Alvarez, „Multilevel STATCOM with power intensive energy storage for dynamic grid stability - frequency and voltage support“, in *2015 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC)*, London, Kanada, Okt. 2015, S. 73–80.

[109] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer und M. Braun, „Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 349–357, Jan. 2015.

[110] C. D. Fuentes, M. Müller, S. Bernet und S. Kouro, „SiC-MOSFET or Si-IGBT: Comparison of Design and Key Characteristics of a 690 V Grid-Tied Industrial Two-Level Voltage Source Converter“, *Energies*, Bd. 14, Nr. 11, S. 3054, Mai 2021.

[111] N. Celanovic und D. Boroyevich, „A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 37, Nr. 2, S. 637–641, März 2001.

[112] R. Schwendemann, S. Decker, M. Hiller und M. Braun, „A Modular Converter- and Signal-Processing-Platform for Academic Research in the Field of Power Electronics“, in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, Niigata, Japan, Mai 2018, S. 3074–3080.

[113] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro und M. Narimani, „High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 103, Nr. 5, S. 740–788, Mai 2015.

[114] D. Schwanz, M. Bollen, A. Larsson und L. H. Kocewiak, „Harmonic mitigation in wind power plants: Active filter solutions“, in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Belo Horizonte, Brasilien, Okt. 2016, S. 220–225.

[115] X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, Z. Chen, J. He und Y. Li, „An Active Damper for Stabilizing Power-Electronics-Based AC Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 29, Nr. 7, S. 3318–3329, Juli 2014.

[116] X. Wang, Y. Pang, P. C. Loh und F. Blaabjerg, „A Series-LC-Filtered Active Damper With Grid Disturbance Rejection for AC Power-Electronics-Based Power Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 8, S. 4037–4041, Aug. 2015.

[117] A. Moharana, R. K. Varma und R. Seethapathy, „SSR Alleviation by STATCOM in Induction-Generator-Based Wind Farm Connected to Series Compensated Line“, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Bd. 5, Nr. 3, S. 947–957, Juli 2014.

[118] G. Li, Y. Chen, A. Luo und H. Wang, „An Enhancing Grid Stiffness Control Strategy of STATCOM/BESS for Damping Sub-Synchronous Resonance in Wind Farm Connected to Weak Grid“, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, Bd. 16, Nr. 9, S. 5835–5845, Sep. 2020.

[119] F. Zhao, X. Wang, Z. Zhou, L. Harnefors, J. R. Svensson, L. H. Kocewiak und M. P. S. Gryning, „Control Interaction Modeling and Analysis of Grid-Forming Battery Energy Storage System for Offshore Wind Power Plant“, *IEEE Transactions on Power Systems*, Bd. 37, Nr. 1, S. 497–507, Jan. 2022.

[120] A. Chandra, B. Singh, B. Singh und K. Al-Haddad, „An improved control algorithm of shunt active filter for voltage regulation, harmonic elimination, power-factor correction, and balancing of nonlinear loads“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 15, Nr. 3, S. 495–507, Mai 2000.

[121] J. Chen, X. Zhang und C. Wen, „Harmonics Attenuation and Power Factor Correction of a More Electric Aircraft Power Grid Using Active Power Filter“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 63, Nr. 12, S. 7310–7319, Dez. 2016.

Applikationshinweise, Berichte, Normen und Datenblätter

[A1] *Betrachtungen zum Netz- und Versorgungswiederaufbau – Teil des Berichts der deutschen Übertragungsnetzbetreiber gem. §34(1) KVGB*. 50Hertz Transmission, Amprion GmbH, Tennet TSO GmbH, TransnetBW GmbH, 2020.

[A2] Infineon Technologies AG, *FF1500R17IP5R*, München, Deutschland, 2020.

[A3] Cree Inc., *CAS300M17BM2*, Durham, USA, 2018.

[A4] ABB AB, *SVC Light: For electrical transmission grids*, Broschüre ABB FACTS, Västerås, Schweden, 2014.

[A5] „IEEE Application Guide for IEEE Std 1547(TM), IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems“, *IEEE Std 1547.2-2008*, S. 1–217, 2009.

[A6] *Power Generating Plants in the Low Voltage Grid (VDE-AR-N 4105)*. VDE Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik, 2018.

[A7] „IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems", *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)*, S. 1–29, 2014.

[A8] *DIN EN 50160:2020-11 Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*. Deutsches Institut für Normierung e.V. (DIN), 2020.

[A9] Infineon Technologies AG, *FZ1200R45HL3*, München, Deutschland, 2019.

[A10] Infineon Technologies AG, *Technische Information IGBT Module FF150R12RT4*, 2013.

[A11] U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann und A. Wintrich, *Applikationshandbuch Leistungshalbleiter*. SEMIKRON International GmbH, ISLE Verlag, 2010, isbn: 978-3-7315-0183-1.

[A12] Altera Corporation, *Cyclone IV FPGA Device Family - Overview*, 2014.

[A13] Intel Corporation, *Max®10 FPGA Device Overview*, 2021.

[A14] LEM International SA, *Current Transducer LA 100-P*, Plan-les-Ouates, Schweiz, 2018.

[A15] Linear Technologies, *LTC2325-16*, Milpitas, USA, 2017.

[A16] Infineon Technologies AG, *Technische Information IGBT Module FS75R12KT4_B15*, 2013.

[A17] Cree Inc., *CCS050M12CM2*, Durham, USA, 2018.

Durch die gegenwärtige Transformation der elektrischen Energieversorgung und der damit einhergehenden zunehmenden Durchdringung der Stromnetze mit Leistungselektronik ist zu erwarten, dass zukünftige Netznormen verringerte Grenzwerte für stromrichterbedingte Oberschwingungen enthalten werden. Um in diesem Zuge eine weitere Erhöhung des passiven Filteraufwands von Netzstromrichtern zu vermeiden, wird in der vorliegenden Arbeit der Einsatz von spannungseinprägenden aktiven Filtern zur Oberschwingungsreduktion von Netzstromrichtern vorgeschlagen. Basierend auf einer Modellbildung dieser neuartigen Stromrichterkonfiguration wird ein Betriebskonzept abgeleitet, das eine Erfüllung dieser Aufgabenstellung mit geringer Regelbandbreite, geringem passiven Filteraufwand und hohem Wirkungsgrad bei nur geringfügiger Erhöhung der installierten Schalterleistung ermöglicht.

ISBN 978-3-7315-1263-9

Gedruckt auf FSC-zertifiziertem Papier